



PATENT
ATTORNEY DOCKET NO.: 054825-5001

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of:

Kazuo TSUBOUCHI et al.

Application No.: 09/974,679

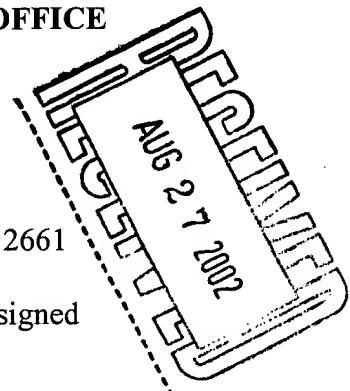
Filed: October 11, 2001

For: WIRELESS COMMUNICATION
NETWORK SYSTEM

Group Art Unit: 2661

Examiner: Unassigned

Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231



CLAIM FOR PRIORITY

RECEIVED
AUG 26 2002
Technology Center 2600

Under the provisions of 35 U.S.C. §119, Applicants hereby claim the benefit of the filing date of Japanese Patent Application No. 2001-050751 filed February 26, 2001 for the above-identified United States Patent Application.

In support of Applicants' claim for priority, filed herewith is a certified copy of the Japanese application.

Respectfully submitted,

MORGAN, LEWIS & BOCKIUS LLP

Robert L. Goodell, Ph.D.
Reg. No. 41,040

Dated: August 22, 2002

Customer No. 009629

MORGAN, LEWIS & BOCKIUS LLP
1111 Pennsylvania Avenue, N.W.
Washington, D.C. 20004
(202) 739-3000

PATENT OFFICE

JAPANESE GOVERNMENT

This is to certify that the annexed is
a true copy of the following application as
filed with this Office.

RECEIVED

AUG 26 2002

Technology Center 2600

Date of Application : February 26, 2001

Application Number: Japanese Patent Application
No. 2001-050751

Applicant(s) : CLARION CO., Ltd.

September 14, 2001

Commissioner,
Japanese Patent Office

K O Z O O I K A W A

Certificate No.2001-3085418



日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2001年 2月26日

出願番号

Application Number:

特願2001-050751

出願人

Applicant(s):

クラリオン株式会社

RECEIVED

AUG 26 2002

Technology Center 2600

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 9月14日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕三



【書類名】

特許願

【整理番号】

14253

【特記事項】

特許法第30条第1項の規定の適用を受けようとする特許出願

【提出日】

平成13年 2月26日

【あて先】

特許庁長官殿

【国際特許分類】

H04J 13/00

【発明者】

【住所又は居所】 宮城県仙台市太白区人来田2丁目30-38

【氏名】 坪内 和夫

【発明者】

【住所又は居所】 宮城県仙台市若林区表柴田町44-2-401

【氏名】 中瀬 博之

【発明者】

【住所又は居所】 宮城県仙台市太白区八木山本町1-1-6-305

【氏名】 亀田 卓

【特許出願人】

【識別番号】 000001487

【氏名又は名称】 クラリオン株式会社

【代理人】

【識別番号】 100082670

【弁理士】

【氏名又は名称】 西脇 民雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100114454

【弁理士】

【氏名又は名称】 西村 公芳

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 007995

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9805133

【包括委任状番号】 0011702

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 無線通信ネットワークシステム

【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の基地局と複数の移動局とからなるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムにおいて、

前記基地局間を無線通信によって接続することを特徴とする無線通信ネットワークシステム。

【請求項2】 前記基地局間を接続するための無線通信方式がOFDMによる通信方式であることを特徴とする請求項1に記載の無線ネットワークシステム。

【請求項3】 前記基地局間を接続するための無線通信方式がAS-CDMAによる通信方式であることを特徴とする請求項1に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項4】 前記基地局と前記移動局との通信がパケットCDMAであることを特徴とする請求項1に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項5】 前記パケットCDMAによる通信方式のパケットは、その一フレームがバーカーコードからなるプリアンブルブロックと互いに直交するM系列コードからなる情報ブロックとからなることを特徴とする請求項2又は請求項3に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項6】 前記基地局間と前記移動局間との通信は、ダウンリンク及びアップリンク共にマルチコード伝送方式であることを特徴とする請求項1ないし請求項5のいずれか1項に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項7】 前記マルチコード伝送方式は、送信の際にデータを複数の異なる直交拡散符号に割り当て、各直交符号が割り当てられたデータを同時に合成して1個の情報ブロックを構成し、プリアンブルブロックの後に前記情報ブロックを接続して1フレームを構成してなることを特徴とする請求項6に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項8】 前記マルチコード伝送方式は、受信の際に前記プリアンブルの検出によって前記情報ブロックを検出し、該情報ブロックに含まれる各拡散符号の同期確立後に前記拡散符号を逆拡散し、各拡散符号に基づくデータを復調して

各データを合成することにより全体のデータを復調とすることを特徴とする請求項7に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項9】 前記基地局と前記移動局との通信が、ダウンリンク、アップリンク共にM-array伝送方式であることを特徴とする請求項1ないし請求項5のいずれか1項に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項10】 前記M-array伝送方式は、送信の際にデータを分割して各データごとに直交拡散符号を割り当て、各拡散符号を時間順に選択して合成することによって情報ブロックを構成し、当該情報ブロックをプリアンブルブロックの後に接続して1フレームを構成してなることを特徴とする請求項9に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項11】 前記M-array伝送方式は、受信の際に前記プリアンブルの検出によって前記情報ブロックを検出し、該情報ブロックに含まれる各拡散符号の同期確立後に、同期信号に基づいて使用する拡散符号の個数に相当する個数の逆拡散符号を発生させて、前記情報ブロックに含まれる各拡散符号を逆拡散させた後、積分回路を通して、各積分回路の積分値を比較することによりデータを復調することを特徴とする請求項10に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項12】 前記基地局と前記移動局との通信は、アップリンクの際に、パケット構成の近似同期CDMA方式を用い、前記パケットは同期ブロックと情報ブロックとを順に並べた1フレームからなり、前記情報ブロックは近似同期CDMA符号であることを特徴とする請求項1ないし請求項4のいずれか1項に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項13】 前記基地局と前記移動局との通信は、ダウンリンクの際に、プリアンブル部に位相情報をのせ、該位相情報によって前記セル情報を提供することを特徴とする請求項12に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項14】 前記基地局と前記移動局との通信は、ダウンリンクの際に、前記プリアンブル部の位相情報を基準位相として絶対位相を検出し、逆拡散後の位相補正と周波数オフセット補正とを行って、絶対同期検波により前記データの復調を行うことを特徴とする請求項13に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項15】 前記基地局はその受信部でアップリンクの相関をとり、その後に受信タイミングを検出し、該受信タイミングが最適になる時間を算出し、最適時間をタイミング制御情報としてダウンリンクのフレームに埋め込んで送信することを特徴とする請求項1ないし請求項14のいずれか1項に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項16】 前記移動局は、ダウンリンクの受信部でプリアンブル拡散符号を検出して拡散符号の同期を確立し、次いで拡散符号を逆拡散した後、積分回路を通してデータを復調し、その後に受信フレームに埋め込まれた送信タイミング制御情報を抽出し、該送信タイミング制御情報に基づいて逆拡散符号のチップタイミングを制御してアップリンクとして送信することを特徴とする請求項15に記載の無線通信ネットワークシステム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、複数の基地局と複数の移動局とから構成されるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムに関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、通信技術の進歩に伴う新しいデータ通信方式として、スペクトル拡散方式による通信方式が研究されかつ実用化されつつある。このスペクトル拡散方式による通信方式は、発信側の携帯電話等の通信端末により音声信号等をスペクトル拡散により変調してデータ化して、無線信号としてアンテナから発信する一方、受信側の端末でデータを復調して通話等を行うものである。

【0003】

ところで、近未来の情報化社会は、データベース等の情報源、情報を利用するユーザー、及び情報伝送を行う通信回線から構成され、その近未来に通信ネットワークは、大容量の伝送路による有線ネットワークと、ユーザーが音声、画像、データ等の情報を「いつでも、どこでも、誰とでも」相互に授受の可能な携帯端末装置による無線ネットワークとから構成されると想定されており、徐々にこの

構想が実現化されつつある。

【0004】

現実に、その有線ネットワークには、光ファイバ、同軸ケーブル等が使用され、ISDN、インターネットに代表されるコンピュータネットワークとしてその発展、普及が著しいものがある。この有線ネットワークの特徴は、信頼性が高く、大容量伝送が可能である。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、その有線ネットワークの構築にあたっては、ケーブルの施設が必要であり、そのためのスペースを確保しなければならず、また、コストがかかるという不具合がある。

【0006】

例えば、携帯電話、PHS等の移動局の無線通信ネットワークシステムでは、基地局を平均して数Kmごとに設置し、基地局と基地局間とは有線で接続し、基地局の電波の届く範囲内では、移動局と基地局との間を無線で交信する構成となっている。

【0007】

このため、基地局を施設するための敷地等を確保する必要があると共にケーブルを施設しなければならず、コストがかかるという問題点がある。

【0008】

本発明は、上記の事情に鑑みて為されたもので、基地局間を無線により回線を確立して、基地局の配置のフレキシビリティを向上させ、もって低成本の通信網を構築することのできるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムを提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】

請求項1に記載の発明は、複数の基地局と複数の移動局とからなるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムにおいて、前記基地局間を無線通信によって接続することを特徴とする。

【0010】

請求項2に記載の発明は、前記基地局間を接続するための無線通信方式がOFDMによる通信方式であることを特徴とする。

【0011】

請求項3に記載の発明は、前記基地局間を接続するための無線通信方式がパケットCDMAによる通信方式であることを特徴とする。

【0012】

請求項4に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信がAS-CDMAであることを特徴とする。

【0013】

請求項5に記載の発明は、前記パケットCDMAによる通信方式のパケットは、その一フレームがバーカーコードからなるプリアンブルブロックと互いに直交するM系列コードからなる情報ブロックとからなることを特徴とする。

【0014】

請求項6に記載の発明は、前記基地局間と前記移動局間との通信は、ダウンリンク及びアップリンク共にマルチコード伝送方式であることを特徴とする。

【0015】

請求項7に記載の発明は、前記マルチコード伝送方式は、送信の際にデータを複数の異なる直交拡散符号に割り当て、各直交符号が割り当てられたデータを同時に合成して1個の情報ブロックを構成し、プリアンブルブロックの後に前記情報ブロックを接続して1フレームを構成してなることを特徴とする。

【0016】

請求項8に記載の発明は、前記マルチコード伝送方式は、受信の際に前記プリアンブルの検出によって前記情報ブロックを検出し、該情報ブロックに含まれる各拡散符号の同期確立後に前記拡散符号を逆拡散し、各拡散符号に基づくデータを復調して各データを合成することにより全体のデータを復調することを特徴とする。

【0017】

請求項1ないし請求項8に記載の発明によれば、基地局間を無線により回線を

確立することができるので、基地局の配置のフレキシビリティが向上し、もって低コストの通信網を構築することができる。

【0018】

請求項9に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信が、ダウンリンク、アップリンク共にM-array伝送方式であることを特徴とする。

【0019】

請求項10に記載の発明は、前記M-array伝送方式は、送信の際にデータを分割して各データごとに直交拡散符号を割り当て、各拡散符号を時間順に選択して合成することによって情報ブロックを構成し、当該情報ブロックをプリアンブルブロックの後に接続して1フレームを構成してなることを特徴とする。

【0020】

請求項11に記載の発明は、前記M-array伝送方式は、受信の際に前記プリアンブルの検出によって前記情報ブロックを検出し、該情報ブロックに含まれる各拡散符号の同期確立後に、同期信号に基づいて使用する拡散符号の個数に相当する個数の逆拡散符号を発生させて、前記情報ブロックに含まれる各拡散符号を逆拡散させた後、積分回路を通して、各積分回路の積分値を比較することによりデータを復調することを特徴とする。

【0021】

請求項10、請求項11に記載の発明によれば、伝送速度が向上する。

【0022】

請求項12に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信は、アップリンクの際に、パケット構成の近似同期CDMA方式を用い、前記パケットは同期ブロックと情報ブロックとを順に並べた1フレームからなり、前記情報ブロックは近似同期CDMA符号であることを特徴とする。

【0023】

請求項12に記載の発明によれば、近似同期CDMAをショートコードのマッチドフィルタとスライディング相関器とによって構成でき、低消費電力化が可能である。

【0024】

請求項13に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信は、ダウンリンクの際に、プリアンブル部に位相情報をのせ、該位相情報によって前記セル情報を提供することを特徴とする。

【0025】

請求項13に記載の発明によれば、伝送効率の向上を図ることができる。

【0026】

請求項14に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信は、ダウンリンクの際に、前記プリアンブル部の位相情報を基準位相として絶対位相を検出し、逆拡散後の位相補正と周波数オフセット補正とを行って、絶対同期検波により前記データの復調を行うことを特徴とする。

【0027】

請求項14に記載の発明によれば、復調効率を向上させるため、伝送に必要な1ビット当たりのエネルギー(E_b)／1Hz当たりの雑音電力(N_0)を低減することが可能である。

【0028】

請求項15に記載の発明は、前記基地局はその受信部でアップリンクの相関をとり、その後に受信タイミングを検出し、該受信タイミングが最適になる時間を算出し、最適時間をタイミング制御情報としてダウンリンクのフレームに埋め込んで送信することを特徴とする。

【0029】

請求項16に記載の発明は、前記移動局は、ダウンリンクの受信部でプリアンブル拡散符号を検出して拡散符号の同期を確立し、次いで拡散符号を逆拡散した後、積分回路を通してデータを復調し、その後に受信フレームに埋め込まれた送信タイミング制御情報を抽出し、該送信タイミング制御情報に基づいて逆拡散符号のチップタイミングを制御してアップリンクとして送信することを特徴とする。

【0030】

請求項15、請求項16に記載の発明によれば、ダウンリンクにアップリンクのタイミング制御情報を埋め込み、アップリンクの送信タイミングを制御できる

ので、近似同期CDMAの近似同期期間の短縮を図ることが可能で、伝送速度の向上、チャンネル数の増大を見込むことができる。

【0031】

【発明の実施の形態】

(発明の実施の形態1)

図1はセルラー方式の無線通信方式のある基地局1のブロック回路図を示すものである。この基地局1は半径rのセル2内に存在するN個の移動局(携帯電話、PHS、ノート型パーソナルコンピュータ等の通信端末) #i (iは1からNまでの整数)との通信をカバーするものとする。

【0032】

基地局1と移動局#iとは従来から電波を介して通信が確立されており、その通信方式には、例えばスペクトル拡散方式がある。

【0033】

各基地局1は、データフロー制御装置3、N個の一対のOFDM送信装置4 #i (i=1, 2, …, N)、OFDM受信装置5 #iと、1個のパケットCDMA送信装置6と、N個のAS-CDMA受信装置7 #iと、分配器8と、TDD切り替えスイッチ9とを有する。

【0034】

各OFDM送信装置4 #iはセル間送信アンテナ10 #iを有し、各OFDM受信装置5 #iはセル間受信アンテナ11 #iを有する。TDD切り替えスイッチ9はセル内送受信アンテナ12に接続されている。データフロー制御装置3は、各OFDM送信装置4 #i、各OFDM受信装置5 #i、各AS-CDMA受信装置7 #i、パケットCDMA送信装置6に接続されている。各AS-CDMA受信装置7 #iは、分配器8を介してTDD切り替えスイッチ9に接続されている。TDD切り替えスイッチ9は、セル内送受信アンテナ12を分配器8とパケットCDMA送信装置6との間での接続を切り替える機能を有する。これによって、アップリンク(移動局#iから基地局1への送信)とダウンリンク(基地局1から移動局#iへの送信)との間で送信が切り替えられる。

【0035】

データフロー制御装置3は、OFDM送信装置4 #_i、OFDM受信装置5 #_i、パケットCDMA送信装置6、AS-CDMA受信装置7 #_iの制御を行うもので、自己の基地局の移動局から他の基地局の移動局への送信であるのか、他の基地局の移動局から自己の基地局内の移動局への受信であるのか、自己の基地局内の移動局同士の通信であるのか、他の基地局の移動局と他の基地局の移動局との間での中継であるのかを判断する。パケットCDMA送信装置6は後述するパケットを形成する役割を果たす。

【0036】

分配器8はセル内送受信アンテナ12で受信されたデータを各AS-CDMA受信装置7 #_iに分配する役割を有する。

【0037】

ここで、OFDMとは、直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)の意味であり、送信側でOFDM変調によりデータを変調して送信し、受信側でデータを復調する方式をいい、伝送するデジタルデータを互いに直交する多数の搬送波(サブキャリア)に分散して各サブキャリアを変調する方式である。

【0038】

ここで、CDMAとは、符号分割多重接続(Code Division Multiple Access)の意味で、移動局 #_i毎に異なる符号を割り当て、スペクトル拡散技術によつて、各移動局 #_iが同時に同じ周波数帯域を利用できるようにした方式である。また、パケットとは、デジタル通信で用いられている通常のパケットの意味で使用している。

【0039】

また、TDDとは時分割多重(Time Division Duplex)の意味で、移動体通信システムでの基地局1と移動局 #_iとの間での双方向通信方式の一つで、アップリンク(上り回線)とダウンリンク(下り回線)とに同じ周波数の電波を使用する方式をいう。

【0040】

そのパケットCDMAのパケットの1フレーム15は、図2に示すように、ブ

リアンブルブロック13と情報ブロック14とからなる。

【0041】

ここで、リアンブルブロック13とは直交符号のチップ同期を受信側で確保するための同期符号列を含むコードブロックであり、移動局#i側での同期確立に用いられ、各移動局#iで共通の符号が用いられる。情報ブロック14とは情報がコード化されたブロックである。

【0042】

ここでは、リアンブルブロック13にはバーカーコードが用いられ、そのチップレートは例えば22Mcpsであり、リアンブルブロック13は例えば11チップから構成される。情報ブロック14は直交M系列コードが用いられ、そのチップレートは例えば11Mcpsであり、そのNチャンネルは各移動局#iにそれぞれ割り当てられている。

【0043】

その1フレーム15はリアンブルブロック13の例えば10シンボルと情報ブロック14の例えば511シンボルとからなり、情報ブロック14はNチャンネルから構成されている。各情報シンボル17は例えば64チップからなり、1シンボル1ビット変調方式の場合、511ビットの情報を送信することが可能である。

【0044】

このパケットCDMA送信装置6は各チャンネルの情報を算術加算して、基地局1内の各移動局#iに送信できるようになっている。

【0045】

AS-CDMAとは近似同期CDMAをいい、例えば、図3に示すように、近似同期CDMAの1フレーム18は同期ブロック19と情報ブロック20とからなっている。この近似同期CDMAは移動局#iから基地局1への送信の際に使用される。

【0046】

同期ブロック19、情報ブロック20の1シンボル21、22は例えば16チップ単位の同一符号の4回の繰り返しからなり、16チップを符号Aで示す。そ

のプリアンブルブロック19の各シンボル21は変調をかけずに送信され、情報ブロック20の各シンボル22は変調をかけて送信される。

【0047】

この近似同期CDMAは、フーリエ変換して周波数成分を抽出したときに、同じ符号を使っているにもかかわらず周波数が重ならないようにすることができ、アップリンクの際に基地局1側で受信コードの論理積をとったときに、基地局内の他の移動局#iと交信中でも混信が起こらないようにAS-CDMA受信装置7を製作できる。

【0048】

この発明の実施の形態1では、図1に示すように、基地局1内の移動局#iから他の基地局の移動局に例えば電話をかける場合には、基地局1内の移動局#iから送信された電波がその移動局#iを管轄するセル2内の送受信アンテナ12に受信される。

【0049】

TDD切り替え装置11は受信した電波が送信であるのか受信であるのかを判断し、基地局1内の移動局#iからの送信（アップリンク）であるときには、セル内送受信アンテナ12に分配器8を接続する。分配器8はセル内送受信アンテナ12で受信した情報を各AS-CDMA受信装置7#iに分配する。ここでは、i番目の移動局#iからの情報であるので、i番目のAS-CDMA装置#iに分配器8からの情報が入力される。

【0050】

AS-CDMA受信装置7#iは受信した情報を復調して、データフロー制御装置3に出力する。データフロー制御装置3は他の基地局に存在する移動局との間での各OFDM送信装置4#iにその情報を出力する。

【0051】

各OFDM送信装置4#iはその情報をOFDM変調方式に基づいて変調し、各セル間送信アンテナ10#iから相手先である他の基地局のセル内の移動局#iに情報を無線電波に載せて送信する。相手先である基地局のセル間受信アンテナ11#iは、そのOFDM変調方式で変調された情報を受信して各OFDM受信

装置5 #_iに出力し、各OFDM受信装置5 #_iはOFDM変調方式で変調された情報を検波し、データフロー制御装置3に出力する。データフロー制御装置3は自己の基地局のセル内に存在する移動局の場合には、その情報をパケットCDMA送信装置6に向かって出力する。データフロー制御装置3は他の基地局に存在する移動局の場合には、他の基地局への送信を行うための処理を行う。

【0052】

パケットCDMA送信装置6はその情報に基づいてパケットCDMAの1フレーム15を作成し、TDD切り替えスイッチ9に出力する。TDD切り替えスイッチ9は、基地局から移動局への送信（ダウンリンク）であるので、パケットCDMA送信装置6をセル内送受信アンテナ12に接続する。

【0053】

ここでは、他の基地局に存在するある移動局と図1に示す移動局#1との間で通信を行うものとして説明する。なお、残りの移動局#3～#Nも同時通信中であるとする。

（パケットCDMA送信装置6の第1の構成例）

このパケットCDMA送信装置6は、ここでは、図4に示すように、1番目の移動局#1に二つのチャンネル#1、#2を使って同時に情報を送信する構成とされている。

【0054】

データフロー制御装置3から送られて来た情報は、データフロー制御装置3によって、データ分配装置23、情報伝送拡散符号発生装置24 #_i (i = 3～N)に分配される。データ分配装置23は送られて来た情報を二つのチャンネル#1、#2を使って同時に送信するために情報を二つに分割する役割を有する。

【0055】

その情報の前段部分は、情報伝送拡散符号発生装置24 #₁に入力され、その情報の後段部分は、情報伝送拡散符号発生装置24 #₂に入力され、残余の移動局に対する情報はそれぞれ対応する情報伝送拡散符号発生装置24 #_i (i = 3、…、N)に入力される。

[0056]

各情報伝送拡散符号発生装置 24 #_i (i = 1, 2, ..., N) は、情報の例え
ば 1 ビットを例えれば 64 チップの直交拡散符号 (M 系列コード) に割り当て、情
報伝送拡散符号データを生成する。この情報伝送拡散符号データは拡散符号合成
装置 26 に入力される。

その情報伝送拡散データをC#_i (i = 1, 2, ..., N) とする。

[0057]

拡散符号合成装置 26 は、N チャンネル分の情報伝送拡散符号データを算術加算して 511 シンボルの情報ブロック 14 を構成する。その算術加算データを UM_j ($j = 1, 2, \dots, 511$) とする。

$\text{SUM}_i = (C\#_1 + C\#_2 + \dots + C\#_i + \dots + C\#_N)$ i である。

(0058)

その算術加算データ SUM_j はプリアンブル拡散符号発生装置 27 の出力と共に拡散符号選択装置 28 に入力される。

[0059]

プリアンブル拡散符号発生装置 27 は 10 シンボルのバーカーコードからなるプリアンブルブロック 13 を生成する。拡散符号選択装置 28 はフレーム構成制御装置 29 によって制御され、拡散符号選択装置 28 はプリアンブルブロック 13 のデータと情報ブロック 14 のデータとを合成して、1 フレーム 15 を構成する。この 1 フレームからなるデータは TDD 切り替えスイッチ 9 を介して D/A コンバータ 30 に出力される。D/A コンバータ 30 はそのデータをデジタルアナログ変換し、そのアナログ信号は RF・IF 回路 31 に入力される。

〔0060〕

RF・IF回路31はそのアナログ信号を周波数変調し、そのアナログ信号はセル内送受信アンテナ12から基地局1のセル2内の各移動局#i (i = 1, 3, ..., N)に向けて送信（ダウンリンク）される。

[0061]

基地局 1 のセル 2 内に存在する各移動局 #1、#3、…#i、…、#N には、情報ブロック 14 の先頭 F (図 2 参照) が描った情報が受信される。これをマル

チコード伝送という。

【0062】

なお、ここでは、移動局#2に対応するチャンネルを移動局#1の情報の送信に利用しているので、移動局#2は無視するものとする。すなわち、基地局1が管理する移動局の個数はN-1個となる。

(移動局#1の受信装置の第1の構成例)

図5は図4に示すパケットCDMA送信装置6に対応する移動局#1の受信装置の構成を示すものである。

【0063】

この図5において、32は移動局#1の送受信アンテナを示している。RF・IF回路33は基地局1から到来した電波を検波し、アナログ信号をA/Dコンバータ34に出力する。A/Dコンバータ34はそのアナログ信号をデジタル変換し、情報データに変換する。

【0064】

その情報データはプリアンブル拡散符号検出装置35、逆拡散装置36#1、36#2に入力される。プリアンブル符号検出装置35はバーカーコードを検出し、バーカーコードデータを拡散符号同期確立装置37に出力する。

【0065】

拡散符号同期確立装置37はプリアンブルブロック13に基づいて同期信号を生成する。その同期信号は情報伝送拡散符号発生装置38#1、38#2に入力される。

【0066】

情報伝送拡散符号発生装置38#1、38#2は情報伝送拡散符号データを発生し、情報伝送拡散符号データを逆拡散装置36#1、36#2に出力する。逆拡散装置36#1、36#2は論理積を演算する機能を有する。

【0067】

情報伝送拡散符号には、自己の値の論理積をとると「自己の値の自乗 (C#i \times C#i)」、自己の値と他の値との論理積をとると「C#i \times C#k = 0 (ただし、i \neq k)」になる符号が用いられている。

【0068】

従って、その算術加算データ $SUM_j = (C\#_1 + C\#_2 + \dots + C\#_i + \dots + C\#_N)$ j と $C\#_1$ との論理積をとると $C\#_1 \times C\#_1$ が得られ、算術加算データ $SUM_j = (C\#_1 + C\#_2 + \dots + C\#_i + \dots + C\#_N)$ j と $C\#_2$ との論理積をとると、 $C\#_2 \times C\#_2$ が得られる。

【0069】

よって、逆拡散装置 36#₁、36#₂ は論理積データ $C\#_1 \times C\#_1$ 、 $C\#_2 \times C\#_2$ をそれぞれ出力する。1 フレーム 15 の情報シンボル 17 は $j = 511$ であるので、511 個の論理積データ $C\#_1 \times C\#_1$ 、 $C\#_2 \times C\#_2$ が出力される。

【0070】

この論理積データ $C\#_1 \times C\#_1$ 、 $C\#_2 \times C\#_2$ はそれぞれデータ復調装置 39#₁、39#₂ に入力される。その各データ復調装置 39#₁、39#₂ はその論理積信号 $C\#_1 \times C\#_1$ 、 $C\#_2 \times C\#_2$ に基づきデータを復調する。その復調データはデータ合成装置 40 に入力され、データ合成装置 40 は基地局 1 での送信の際に二つに分割された元のデータに合成し、上位のアプリケーション層 41 に引き渡す。上位のアプリケーション層 41 はそのデータの内容に基づき適宜の処理をする。

【0071】

図 4 に示す基地局 1 のパケット CDMA 送信装置 6 と図 5 に示す移動局 #1 を用いれば、基地局 1 から移動局 #1 へのダウンリンクの際、一度に二倍の情報を移動局 #1 へ送信でき、高速伝送が実現可能である。従って、1 シンボル 1 ビット変調方式の場合、1022 ビットの情報を基地局 1 から移動局 #1 に送信できることになる。

(パケット CDMA 送信装置 6 の第 2 の構成例)

図 6 はパケット CDMA 送信装置 6 の第二例を示すブロック回路図であって、ここでは、4 チャンネルを使って移動局 #1 に情報を伝送する例が示されている

【0072】

情報伝送拡散符号発生装置 24#₁ は 2 ビットデータの「00」に対応され、

情報伝送拡散符号発生装置24#₂はデータの「01」に対応され、情報伝送拡散符号発生装置24#₃はデータの「10」に対応され、情報伝送拡散符号発生装置24#₄は、データの「11」に対応されている。

【0073】

その各情報伝送拡散符号発生装置24#₁～24#₄は各2ビットデータに対応した情報伝送拡散符号データを生成し、その情報伝送拡散符号データは拡散符号選択装置32に入力される。拡散符号選択装置32にはデータフロー制御装置3からデータが入力され、データの「+、-」、「00」、「01」、「10」、「11」に応じて、どの情報伝送拡散符号データ（直交拡散符号）を時間順に対応させるかを決定する。

【0074】

その拡散符号選択装置32により選択された情報伝送拡散符号データは拡散符号合成装置26に入力される。5チャンネル目以降の情報伝送拡散符号発生装置24#₅、…、24#_i、…、24#_Nは移動局#5～#Nに割り当てられる。

【0075】

その各情報伝送拡散符号データは拡散符号合成装置26に入力され、拡散符号合成装置26は511個の算術加算データSUM_jからなる情報ブロック14を出力する。その算術加算データSUM_jは拡散符号選択装置28に入力される。

【0076】

拡散符号選択装置28はフレーム構成制御装置29の制御によってプリアンブルブロック13のデータと情報ブロック14のデータとを合成して1フレーム15を構成する。この1フレームからなるデータはTDD切り替えスイッチ9を介してD/Aコンバータ30に出力される。D/Aコンバータ30はそのデータをデジタルアナログ変換し、そのアナログ信号はRF・IF回路31に入力される。

【0077】

RF・IF回路31はそのアナログ信号を周波数変調し、そのアナログ信号はセル内送受信アンテナ12から基地局1のセル2内の各移動局#i (i = 1, 5, …, N)に向けて送信（ダウンリンク）される。

【0078】

基地局1のセル2内に存在する各移動局#1、#5、…#i、…、#Nには、情報ブロック14の先頭Fが揃った情報が受信される。これをM-array伝送という。

【0079】

ここでは、4チャンネルが移動局#1に割り当てられるので、基地局1が管理する移動局の個数はN-4個である。

【0080】

また、情報伝送拡散符号発生装置38#₁～38#₄は、位相変調にBPSKを用いた場合3ビット、QPSKを用いた場合4ビット、多値変調の場合はもっと多くのビットに対応されているので、1フレーム15の情報ブロック14が511シンボルの場合、位相変調にBPSKを用いた時は 12×511 ビットのデータを一度にダウンリンクさせることができることになる。

(移動局#1の第2の構成例)

図7は図6に示すパケットCDMA送信装置6に対応する移動局#1の受信装置の構成を示すものである。

【0081】

RF・IF回路33は基地局1から到来した電波を検波し、アナログ信号をA/Dコンバータ34に出力する。A/Dコンバータ34はそのアナログ信号をデジタル変換し、データに変換する。

【0082】

そのデータはプリアンブル拡散符号検出装置35、逆拡散装置36#₁、36#₂、36#₃、36#₄に入力される。プリアンブル符号検出装置35はバーコードを検出し、バーコードデータを拡散符号同期確立装置37に出力する。

【0083】

拡散符号同期確立装置37はプリアンブルブロック13に基づいて同期信号を生成する。その同期信号は情報伝送拡散符号発生装置38#₁、38#₂、38#₃、38#₄に入力される。

【0084】

情報伝送拡散符号発生装置38#₁、38#₂、38#₃、38#₄は情報伝送拡散符号データを発生し、情報伝送拡散符号データを逆拡散装置36#₁、36#₂、36#₃、36#₄に出力する。逆拡散装置36#₁、36#₂、36#₃、36#₄は論理積を演算する機能を有する。

【0085】

逆拡散装置36#₁、36#₂、36#₃、36#₄は論理積データC#₁×C#₁、C#₂×C#₂、C#₃×C#₃、C#₄×C#₄をそれぞれ出力する。1フレーム15の情報シンボル17はj=511であるので、511個の論理積データC#₁×C#₁、C#₂×C#₂、C#₃×C#₃、C#₄×C#₄が出力される。

【0086】

この論理積データC#₁×C#₁、C#₂×C#₂、C#₃×C#₃、C#₄×C#₄はそれぞれ積分回路42#₁、42#₂、42#₃、42#₄に入力される。その各積分回路42#₁、42#₂、42#₃、42#₄は論理積データC#₁×C#₁、C#₂×C#₂、C#₃×C#₃、C#₄×C#₄に基づき積分して積分信号を出力する。

【0087】

その各積分信号は積分値比較装置43に入力されている。積分値比較装置43にはテーブルが準備され、そのテーブルには2ビットデータと積分ピーク値との対応がつけられている。

【0088】

2ビットデータ「00」は積分ピーク値P1に対応され、2ビットデータ「01」は積分ピーク値P2に対応され、2ビットデータ「10」は積分ピーク値P3に対応され、2ビットデータ「11」は積分ピーク値P4に対応され、積分値比較装置43は入力された積分信号のピーク値がピーク値P1～P4のいずれかによって、そのピーク値に対応する2ビットデータをデータ復調装置44に出力する。データ復調装置44は2ビットデータの符号の「+」、「-」を判別し、符号を含めて3ビット一組のデータを上位アプリケーション層41に出力する。

【0089】

図6に示す基地局1のパケットCDMA送信装置6と図7に示す移動局#1とを用いれば、基地局1から移動局#1へのダウンリンクの際、一度に12倍の情報を移動局#1へ送信でき、より一層高速伝送が実現可能である。従って、1シンボル1ビット変調方式の場合、6132ビットの情報を基地局1から移動局#1に送信できることになる。

(パケットCDMA送信装置6の第3の構成例)

図8はパケットCDMA送信装置6の第三の構成例を示す説明図であって、ここでは、図9に示すプリアンブルブロック13に「+」、「-」の変調をかけて、プリアンブルブロックに各移動局#1、#5～#Nに共通のデータを送信することにしたものである。

【0090】

ここでは、パケットCDMA送信装置6はセル情報記憶装置45を有する。セル情報記憶装置45にはセル2内の各移動局#1、#5～#Nの情報伝送拡散符号発生装置を制御する制御情報とRF・IF回路33の周波数を制御する制御情報とが記憶されている。プリアンブル拡散符号発生装置27のプリアンブルブロック13の各バーカーコードは拡散符号反転装置46に入力され、拡散符号反転装置46はセル情報記憶装置45の制御情報に基づいてプリアンブルブロック13の各バーカーコードを符号反転し、拡散符号選択装置28に出力する。

【0091】

拡散符号選択装置28はフレーム制御装置29の制御に基づき図9に示す1フレーム15を形成し、この1フレーム15からなるデータが変調されて、セル内送受信アンテナ12から基地局1のセル2内の各移動局#1、#5～#Nにダウンリンクされる。その他の構成は図6に示すパケットCDMA送信装置6の構成と同一であるので、その詳細な説明は省略する。

【0092】

なお、ここでは、セル情報記憶装置45、拡散符号反転装置46を図6に示すパケットCDMA送信装置6に設ける構成としたが、セル情報記憶装置45、拡散符号反転装置46を図4に示すパケットCDMA送信装置6に設ける構成としても良い

(移動局#1の構成例)

図10は移動局#1の受信装置の第三の構成例のブロック回路図であって、プリアンブルブロック13のバーカーコードの極性(+)、(-)を判定するための相関ピーク極性判定回路47とセル情報判定回路48とを備える構成としたものであり、その他の構成は図7に示す移動局#1の受信装置の構成と同一であるので、その詳細な説明は省略することにし、異なる部分についてのみ説明する。

【0093】

プリアンブル拡散符号検出装置35はプリアンブルブロック13の検出出力を拡散符号同期確立装置37に出力すると共に、相関ピーク極性判定回路47に出力する。相関ピーク極性判定回路47はバーカーコードの極性が「+」か「-」かを判定し、その判定結果をセル情報判定回路48に出力する。セル情報判定回路48はその「+」、「-」の判定結果に基づき基地局1のセル情報記憶装置45からどのような制御情報が送られて来たかを判定する。

【0094】

ここでは、セル情報判定回路48は情報伝送拡散符号発生装置38#₁～38#₄とRF・IF回路33とにこれらを制御する制御情報を出力するので、情報伝送拡散符号発生装置38#₁～38#₄とRF・IF回路33とはこれらの制御情報に基づいて制御される。

【0095】

この図8に示すパケットCDMA送信装置6と図10に示す移動局#1との構成によれば、情報の伝送に未使用のプリアンブルブロック13を利用して、各移動局に共通の情報を伝送できるので、それだけ情報伝送の利用効率を向上させることができる。

(移動局#1の送信装置の構成例)

移動局#1は、ここでは、図11に示すように、データー分配装置49、情報伝送拡散符号発生装置50、プリアンブル拡散符号発生装置51、フレーム構成制御装置52、拡散符号合成装置53、拡散符号選択装置54、D/Aコンバータ55を有する。

【0096】

上位アプリケーション層41はデータ分配装置49にデータを出力する。データ分配装置49は#1チャンネルと#2チャンネルとを使ってデータを二分割する役割を果たす。前段部分のデータは情報伝送拡散符号発生装置50#1に入力され、後段部分のデータは情報伝送拡散符号発生装置50#2に入力される。

【0097】

情報伝送拡散符号発生装置50#1は図12(a)に示す情報伝送拡散符号データC' #1を1シンボル毎に生成し、情報伝送拡散符号発生装置50#2は図12(b)に示す情報伝送拡散符号データC' #2を1シンボル毎に生成する。これらの情報拡散符号信号C' #1、C' #2は拡散符号合成装置53に入力され、拡散符号合成装置53は情報伝送拡散符号データC' #1、C' #2の算術加算して511シンボルの情報ブロック20を構成するための算術加算データSUM_j(j=1、2、…、511)を出力する。

【0098】

プリアンブル拡散符号発生装置51は図3に示すプリアンブルブロック19の情報シンボル21を生成する。その情報シンボル21を構成する信号は算術加算信号SUM_jと共に拡散符号選択装置54に入力される。拡散符号選択装置54はフレーム構成制御装置52によってプリアンブルブロック19のデータと情報ブロック20のデータとからなる1フレーム18(図3参照)を形成する。この1フレーム18は、16チップ単位の同一符号の繰り返しからなる近似同期CDMA信号である。

【0099】

その1フレーム18を構成するデータはD/Aコンバータ55に入力され、D/Aコンバータ55は1フレーム18を構成する近似同期CDMAデータをデジタルアナログ変換し、そのアナログ信号はRF・IF回路33によって変調され、送信・受信アンテナ32から基地局1に送信(アップリンク)される。

(基地局1のAS-CDMA受信装置7の第1の構成例)

図13は図11に示す移動局#1に対応するAS-CDMA受信装置7#1のブロック図である。

【0100】

ここでは、AS-CDMA受信装置7はプリアンブル拡散符号検出装置56、拡散符号同期確立装置57、情報伝送拡散符号発生装置58#₁、58#₂、逆拡散装置59#₁、59#₂、データ復調装置60#₁、60#₂、データ合成装置61を有する。

【0101】

プリアンブル拡散符号検出装置56、拡散符号同期確立装置57、情報伝送拡散符号発生装置58#₁、58#₂、逆拡散装置59#₁、59#₂、データ復調装置60#₁、60#₂、データ合成装置61の機能は、図5に示すプリアンブル拡散符号検出装置35、拡散符号同期確立装置37、情報伝送拡散符号発生装置38#₁、38#₂、逆拡散装置36#₁、36#₂、データ復調装置39#₁、39#₂、データ合成装置40の機能と同一であり、移動局#1から二分割されて同時に送信されたデータがそのデータ合成装置61によって一つにまとめられてデータフロー制御装置3に出力されることになる。

(移動局#2の送信装置の第2の構成例)

図14は移動局#1の送信装置の第2の構成例を示すブロック図である。ここでは、情報伝送拡散符号発生装置62#₁～62#₄、拡散符号選択装置63を備え、4チャンネルを使って同時に移動局#1から基地局1に情報をアップリンクできるようにしたものであり、上位アプリケーション層41から出力されたデータは4分割されて、4分割された各分割データには、拡散符号選択装置63によって情報伝送拡散符号発生装置62#₁～62#₄が発生する情報伝送拡散符号が割り当てられる。

【0102】

拡散符号選択装置53には情報伝送拡散符号発生装置62#₁～62#₄から出力される情報伝送拡散符号データと上位アプリケーション層41から出力されるデータとに基づいて情報伝送拡散符号データを拡散符号選択装置54に出力し、拡散符号選択装置54はフレーム構成制御装置52に基づきプリアンブルブロックデータ19のデータと情報ブロック部データ20のデータとを合成して、1フレーム18を構成し、1フレーム18のデータをD/Aコンバータ55に出力し、D/Aコンバータ55はその1フレーム18のデータをアナログ信号に変換し

、そのアナログ信号はRF・IF回路33により変調されて、基地局1に向けて送信（アップリンク）される。

【0103】

この図14に示す移動局#1の送信装置によれば、4チャンネルを使って情報が一度に伝送されることになる。

（基地局1のAS-受信装置7の第2の構成例）

図15はこの基地局1のAS-CDMA受信装置7#1の第2の構成を示すブロック図であって、図14に示す移動局#1の送信装置から送信された1フレーム18のデータを受信するためのものである。

【0104】

この図15に示すAS-CDMA受信装置7#1の構成要素において、図13に示すAS-CDMA受信装置7#1の構成要素と同一構成要素については同一符号を付して詳細な説明を省略し、異なる部分についてのみ説明することとする。

【0105】

図15に示すAS-CDMA受信装置7#1は、積分回路63#1～63#4、積分値比較装置64、データ復調装置65を有する。

【0106】

この積分回路63#1～63#4、積分値比較装置64、データ復調装置65の機能は図7に示す積分回路42#1～42#4、積分値比較装置43、データ復調装置44の機能と同一であり、移動局#1から4チャンネルを用いて送信されたデータは、データ復調装置65によって一つにまとめられて、データフロー制御装置3に出力される。

（基地局1の変形例）

この図16に示す基地局1の変形例では、基地局1の基地局間の無線通信に、図1に示すOFDM送信装置4#i、OFDM受信装置5#iの代わりに、パケットSS-CDMA送信装置66#i、パケットSS-CDMA受信装置66' #iを用いる構成としたもので、その他の構成要素は図1に示す構成要素と同一であるので、同一構成要素に同一符号を付してその詳細な説明は省略する。

(発明の実施の形態2)

(基地局1の送受信装置の構成例)

図17(a)に示すように、基地局1に対して移動局#1、#2、#3が同時に送信している場合について考える。移動局#2は移動局#1よりも基地局1からもっとも遠い位置であるセル半径 r の距離にあるものとし、移動局#3は基地局1の近傍にあるものとし、移動局#1は移動局#2と基地局1との間の中間位置(セル半径の $1/2$)にあるものとする。

【0107】

この場合、基地局1と移動局#3との間では、その距離がほぼ0であるので、伝搬による遅延時間は無視することができる。すなわち、基地局1は移動局#3の送信と同時に情報を受信することになる。これに対して、移動局#1は基地局1から $r/2$ の位置にあるので、基地局1は移動局#1からの送信を τ_1 だけ遅れて受信することになる。移動局#2は基地局1から r の位置にあるので、基地局1は移動局#2からの送信を τ_2 ($2\tau_1$)だけ遅れて受信することになる。

【0108】

従って、基地局1から各移動局#1～#3に同時に通信(ダウンリンク)を行ったとしても、各移動局#1～#3から戻って来る1フレーム18の先頭Fが、アップリンクの際に、図17(b)に示すようにそれぞれずれることになる。

【0109】

アップリンクの際に、各移動局#1～#3の1フレーム18の先頭Fがずれないと、基地局1が時間管理をするのが難しい。

【0110】

そこで、図18に示すように、基地局1の各AS-CDMA受信装置7#iを構成する。このAS-CDMA受信装置7#iはアップリンク受信装置67、受信相関装置68、受信タイミング検出装置69、最適時間算出装置70、送信タイミング制御情報埋め込み装置71を有する。ダウンリンク送信装置6はここではパケットCDMA送信装置であり、各移動局#iに共通に用いられる。

【0111】

基地局1から移動局#i、例えば、移動局#1にまず送信(ダウンリンク)す

ると、時間 τ_1 だけ遅れて移動局 #1 がその情報を受信し、基地局 1 は移動局 #1 から送信（アップリンク）された情報を τ_1 だけ遅れて受信する。その情報は、A/D コンバータ 72 によりアナログデジタル変換され、TDD 切り替えスイッチ 72、分配器 8 を介してアップリンク受信装置 67、受信相関装置 68 に入力される。アップリンク受信装置 67 は、例えば、プリアンブル拡散符号検出装置 56、拡散符号同期確立装置 57、情報伝送拡散符号発生装置 58 #1、58 #2、逆拡散装置 59 #1、59 #2、データ復調装置 60 #1、60 #2、データ合成装置 61 を備え、移動局 #1 から送信されたデータを復調する役割を果たす。

【0112】

受信相関装置 68 は例えば相関を検出するマッチドフィルタから構成され、受信相関装置は、データの相関を検出し、その相関信号が受信タイミング検出装置 69 に入力される。受信タイミング検出装置 69 は相関信号に基づき基地局 1 と移動局 #1 との間の遅延時間 $2\tau_1$ を演算し、最適時間算出装置 70 に出力する。

【0113】

最適時間算出装置 70 は遅延時間 $2\tau_1$ に基づいて基地局 1 が希望する最も適した時間を演算し、送信タイミング制御情報埋め込み装置 71 に出力する。

【0114】

ここで、送信タイミング制御情報とは、移動局 #1 の送信タイミングを制御するための制御情報である。その送信タイミング制御情報埋め込み装置 71 はダウンリンク送信装置 6 にチップレベルの送信タイミング制御情報を出力する。ダウンリンク送信装置 6 は例えば図 2 に示すバーカーコード 13 にチップレベルのタイミング制御情報が埋め込まれた 1 フレーム 15 からなるデータを形成する。その 1 フレーム 15 からなるデータは TDD 切り替えスイッチ 9 を介して D/A コンバータ 30 に出力され、D/A コンバータ 30 はそのデータをアナログ変換し、周波数変調されて、移動局 #i にダウンリンクされる。

【0115】

なお、近似同期CDMA (AS-CDMA) では、1ビットを構成する「AA

「A A」又は「-A-A-A-A」のデータ列の最先頭の符号「A」又は「-A」の前に最後尾の符号「A」又は「-A」を付加し、かつ、1ビットを構成する「AAAAA」又は「-A-A-A-A」のデータ列の最後尾の符号「A」又は「-A」の後に最先頭の符号「A」又は「-A」を付加して、図17(c)に示す情報シンボルを構成してデータを伝送することにより、遅延時間の差異による混信が起こらないようにしている。

(移動局#iの送受信装置の構成例)

図19は図18に示す基地局1の送受信装置に対応する移動局#i、例えば、移動局#1の送受信装置の構成を示すものである。この図19に示す移動局#1は送信タイミング制御情報抽出装置73を備えており、RF・IF検出回路33、A/Dコンバータ34、プリアンブル検出回路35、情報伝送拡散符号発生装置38#i、逆拡散装置36#1、積分回路42#1、データ復調装置44は図5に示す構成のものと同一である。

【0116】

データ復調装置44から出力されるデータには、送信タイミング制御情報が埋め込まれており、送信タイミング制御情報抽出装置73はそのデータに埋め込まれている送信タイミング制御情報を抽出する役割を果たす。

【0117】

その送信タイミング制御情報抽出装置73はアップリンク送信装置74にその送信タイミング制御情報を出力し、アップリンク送信装置74はその送信タイミング制御情報により上位アプリケーションから送信されたデータを送信する。そのアップリンク送信装置74から出力されたデータはD/Aコンバータ75によりアナログ変換され、RF・IF回路33により周波数変調され、基地局1に送信される。

【0118】

この発明の実施の形態によれば、移動局#iの基地局1に対する距離の差に基づく遅延時間 τ を、送信タイミング制御情報に基づき補正するものであるので、各移動局#iの基地局1からの距離の相異に基づく1フレーム18の先頭Fのずれを防止でき、基地局1の時間に各移動局#iの時間を合わせることができる。

【0119】

従って、各チャネル#1～チャネル#Nの情報を同時に算術加算して送信する際に便利である。

(発明の実施の形態3)

基地局1から移動局#iまでの伝搬経路には各種の障害物があり、基地局1から周波数fの搬送波に載せて情報を送信したとしても、移動局#iでは周波数誤差成分が混じり、周波数f+Δfの搬送波が到来する。この周波数f+Δfの誤差成分が混じった状態で受信すると、各移動局間で混信が生じるおそれがある。

【0120】

例えば、図20(a)に示すように、基地局で周波数fでかつ位相φ=0で送信したとしても、角速度ω(2π/f)が誤差Δωによりずれるために、図20(b)に示すように移動局#iの受信の際に位相差φで受信されることになる。このため、移動局#iで基地局1からの送信を受信したときに混信が生じる。

【0121】

なお、その図20において、Reは実軸を示し、Imは虚軸を示し、Beは回転ベクトルを示す。

【0122】

図21はこの混信を回避するための移動局#iの発明の実施の形態3のブロック回路図である。

【0123】

図21に示す移動局#iは、図5に示す移動局#iと同様のプリアンブル拡散符号検出装置35、拡散符号同期確立装置37、情報伝送拡散符号発生装置38を備えている。プリアンブル拡散符号検出装置35はプリアンブル拡散符号としてのバーカーコード13を検出し、拡散符号同期確立装置37と相関ピーク判定回路76とにバーカーコードデータを出力する。

【0124】

拡散符号同期確立装置37はバーカーコードに基づき同期信号を生成し、情報伝送拡散符号発生装置38#1は同期信号に基づき情報伝送拡散符号を発生し、情報伝送拡散符号データを逆拡散装置36#iに出力する。

【0125】

相関ピーク判定回路76はバーカーコードに基づきバーカーコードの時間間隔の変化を検出し、時間間隔の変化により周波数誤差 Δf （角速度 ω の誤差 $\Delta \omega$ ）が求められる。ここでは、バーカーコードは10シンボルであるので、10個の回転ベクトル B_e が得られ、この回転ベクトル B_e の位相から誤差 $\Delta \omega$ が算出される。

【0126】

その相関ピーク判定回路76の出力は絶対位相検出回路77に入力され、絶対位相検出回路77は絶対位相 ϕ と周波数誤差とを検出し、絶対位相検出回路77の出力は位相補正回路78とデータ復調装置39とに入力される。逆拡散装置36 $\#_1$ は算術加算データ SUM_j と情報伝送拡散符号発生装置38 $\#_1$ の情報伝送拡散符号データ C' $\#_1$ との論理積データを生成し、その論理積データを位相補正回路78に出力する。

【0127】

位相補正回路78は周波数のずれを絶対位相検出回路77に基づき補正を行い、その周波数補正後の論理積データをデータ復調装置39に出力し、データ復調装置39は絶対位相検出回路77の出力により座標変換情報を用いてデータを復調し、その復調データは上位アプリケーション41に出力される。

【0128】

この発明の実施の形態によれば、周波数誤差がある場合であっても、混信を防止することができる。

【0129】

なお、この無線通信ネットワークシステムを構成する基本システムの諸元は以下の通りである。

アクセス方式／全二重方式	… SS-C DMA / TDD
ダウンリンク	… パケット C DMA 方式
アップリンク	… 近似同期 C DMA
セル半径	… 約 150 m
周波数帯	… 2.45 GHz I SM バンド

帯域 … 26MHz (RCR-STD33による)

目標チャンネル数／伝送速度 … 24チャンネル／64Kbps (1セル当たり)

【0130】

【発明の効果】

請求項1ないし請求項8に記載の発明によれば、基地局間を無線により回線を確立することができるので、基地局の配置のフレキシビリティが向上し、もって低成本の通信網を構築することができる。

【0131】

請求項9ないし請求項11に記載の発明によれば、伝送速度が向上する

【0132】

請求項12に記載の発明によれば、近似同期CDMAをショートコードのマッチドフィルタとスライディング相関器とによって構成でき、低消費電力化が可能である。

【0133】

請求項13に記載の発明によれば、伝送効率の向上を図ることができる。

【0134】

請求項14に記載の発明によれば、復調効率を向上させるため、伝送に必要なEb/N0を低減することが可能である。

【0135】

請求項15、請求項16に記載の発明によれば、ダウンリンクにアップリンクのタイミング制御情報を埋め込み、アップリンクの送信タイミングを制御するので、近似同期CDMAの近似同期期間の短縮を図ることが可能で、伝送速度の向上、チャンネル数の増大を見込むことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施の形態1に係わる基地局のブロック図である。

【図2】 ダウンリンクに使用するパケットCDMAの1フレームのフォーマットを示す図である。

【図3】 アップリンクに使用する近似同期CDMAの1フレームのフォーマッ

トを示す図である。

【図4】 図1に示すパケットCDMA送信装置の第1の構成例を示すブロック図である。

【図5】 図4に示すパケットCDMA送信装置に対応する移動局の受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図6】 図1に示すパケットCDMA送信装置の第2の構成例を示すブロック図である。

【図7】 図6に示すパケットCDMA送信装置に対応する移動局の受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図8】 図1に示すパケットCDMA送信装置の第3の構成例を示すブロック図である。

【図9】 図8に示すパケットCDMA送信装置に用いるパケットCDMAの1フレームのフォーマットを示す図である。

【図10】 図8に示すパケットCDMA送信装置に対応する移動局の受信装置の構成例を示す図である。

【図11】 移動局の送信装置の第1の構成例を示すブロック図である。

【図12】 アップリンクの際に使用する情報伝送拡散符号データの一例を示す図であって、(a)は一の情報伝送拡散符号データの一例を示し、(b)はその一の情報伝送拡散符号データとは異なる情報伝送拡散符号データを示す。

【図13】 図11に示す移動局の送信装置に対応する基地局1のAS-CDMA受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図14】 移動局の送信装置の第2の構成例を示すブロック図である。

【図15】 図14に示す移動局の送信装置に対応する基地局1のAS-CDMA受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図16】 図1に示す基地局の変形例を示すブロック図である。

【図17】 基地局と移動局との通信の際の伝搬遅延時間の説明図であって、(a)は基地局に対する移動局の位置を模式的に示す図であり、(b)は移動局から送信された近似同期CDMAのフレームの先頭のずれを示す説明図、(c)はデータ列の一例を示す図である。

【図18】 基地局と移動局との伝搬遅延時間に関する問題を解消するための基地局の送受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図19】 図18に示す基地局の送受信装置に対応する移動局の送受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図20】 周波数誤差に伴う回転ベクトルの説明図であり、(a)は基地局の回転ベクトルの位相の説明図であり、(b)は受信装置の回転ベクトルの位相の説明図である。

【図21】 周波数誤差に伴う混信を回避するための移動局の受信装置の構成例を示すブロック図である。

【符号の説明】

1 … 基地局

3 … データフロー制御装置

4 … O F DM送信装置

5 … O F DM受信装置

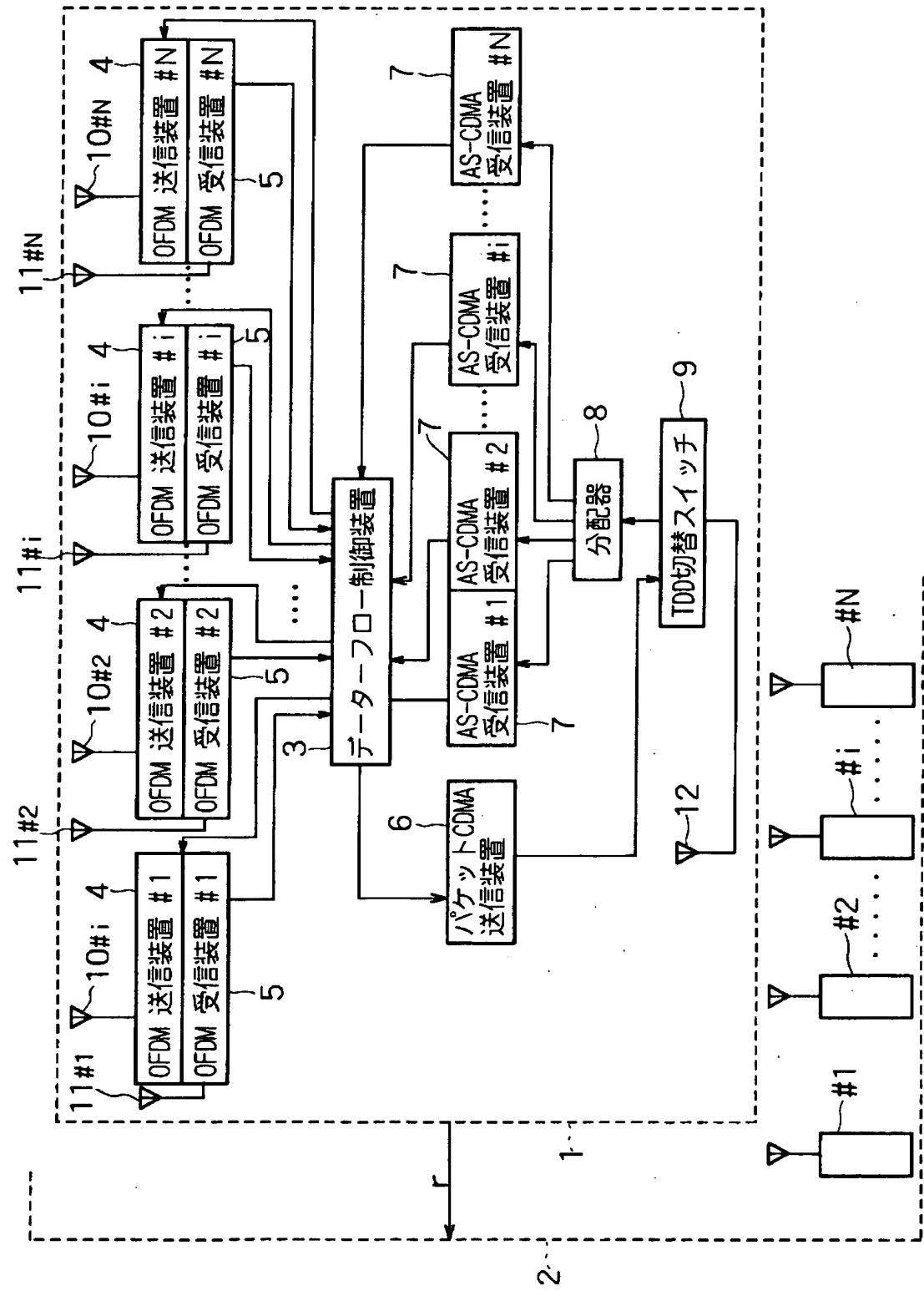
6 … パケットC DMA送信装置

7 … A S - C DMA受信装置

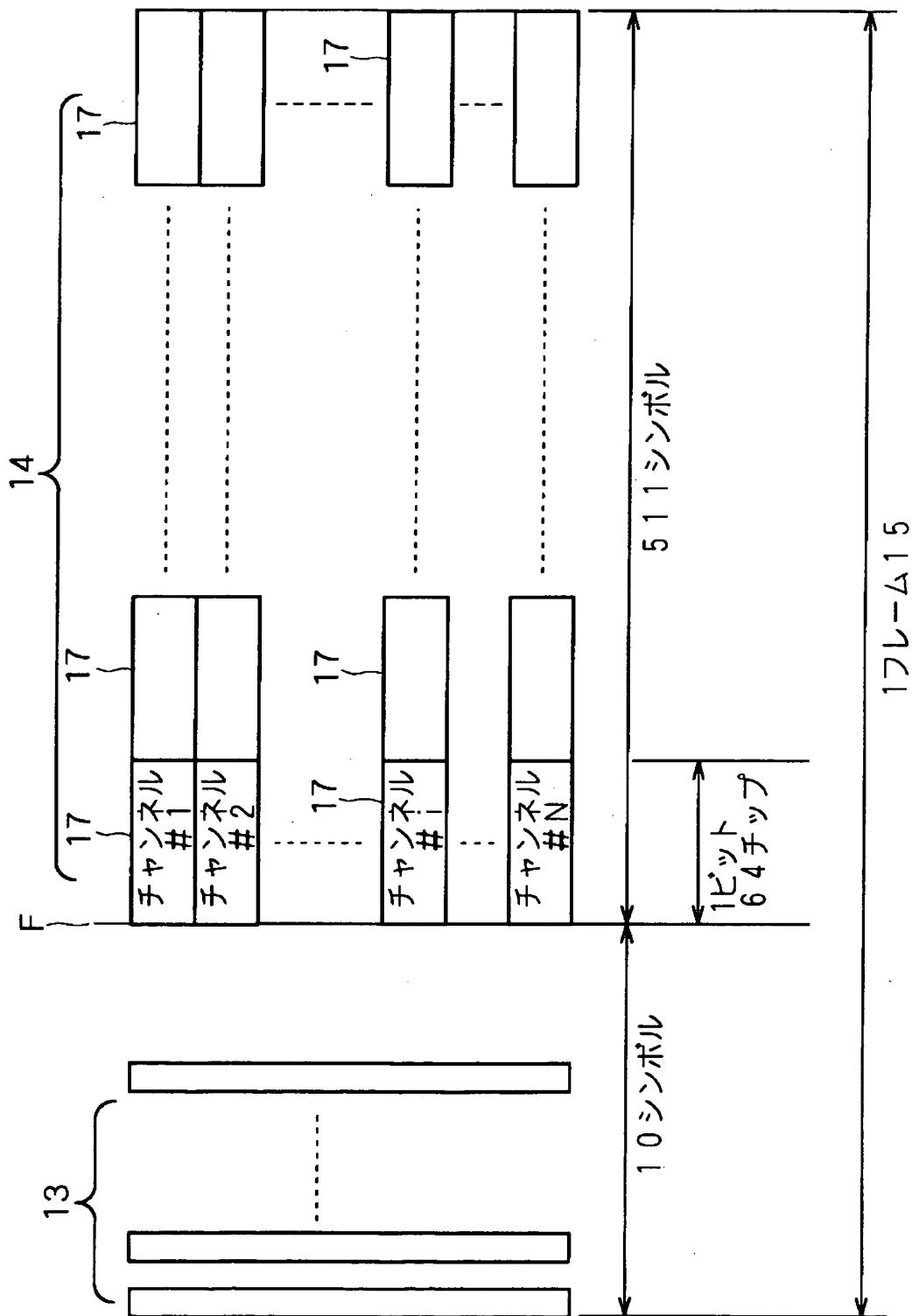
i (i = 1, 2, …, N) … 移動局

【書類名】 図面

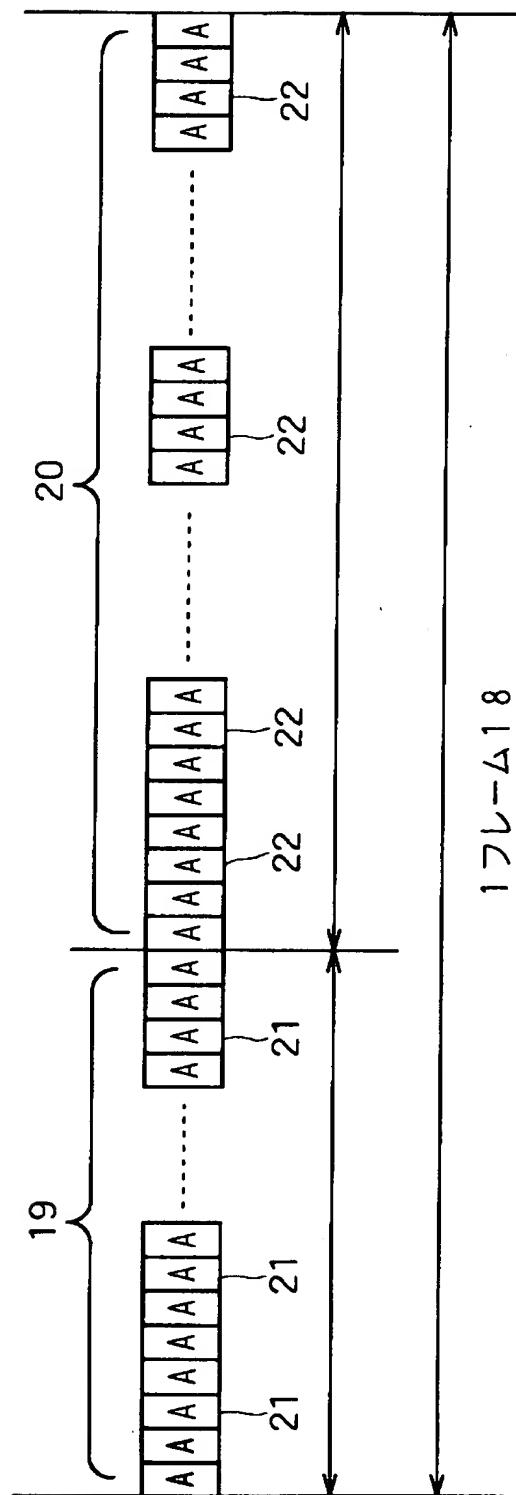
【図1】



【図2】

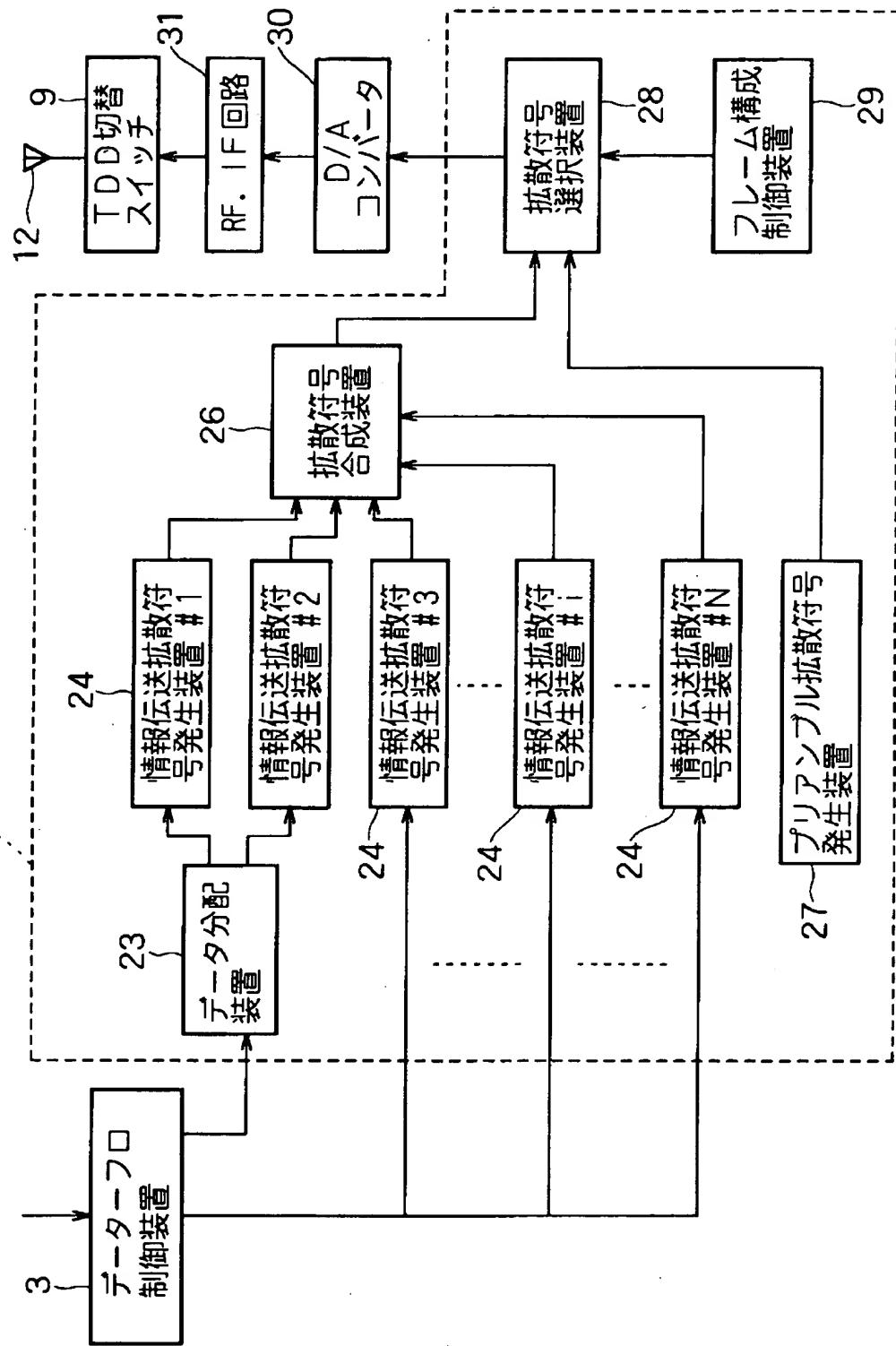


【図3】

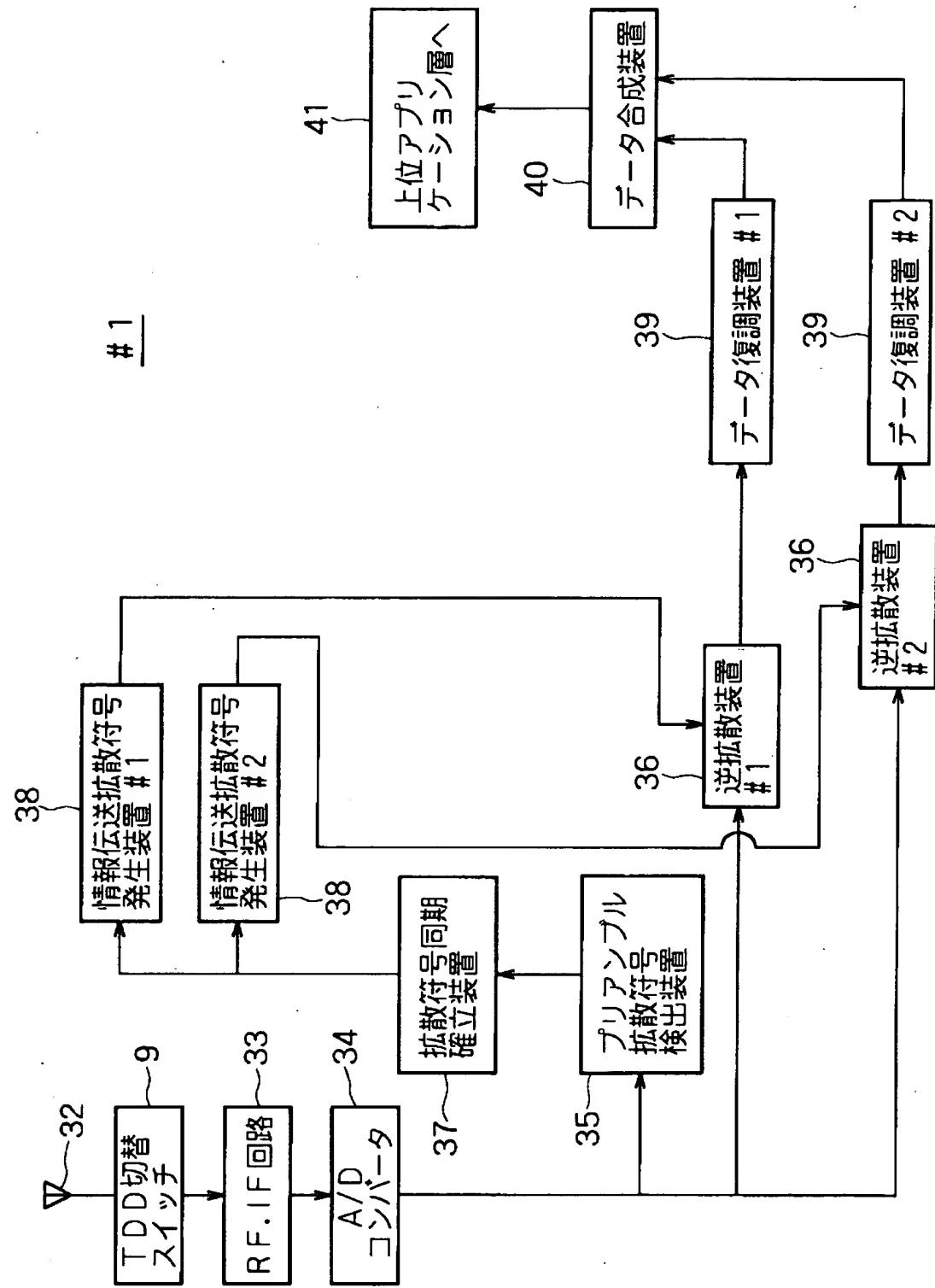


【図4】

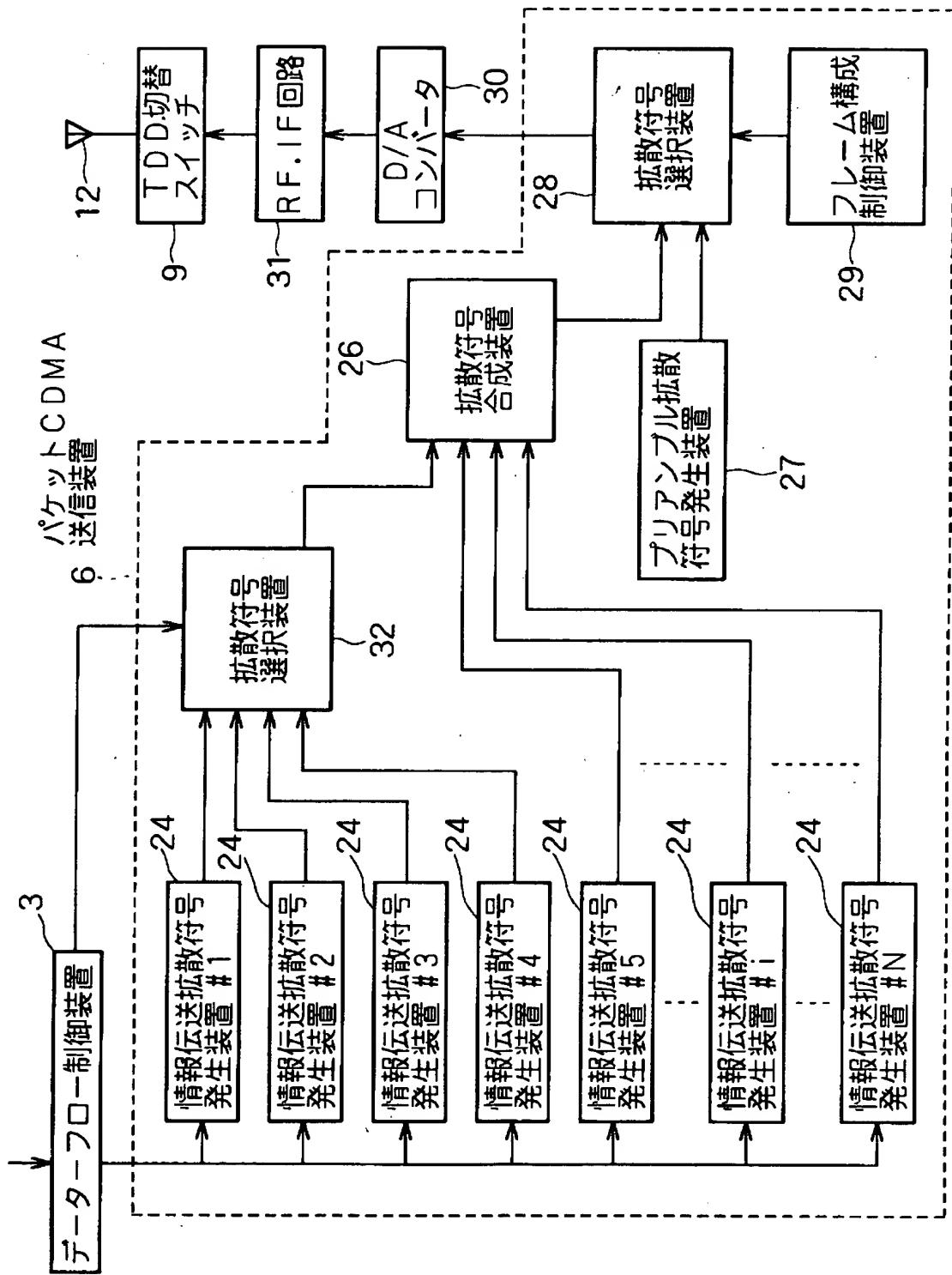
パケットCDMA送信装置 6



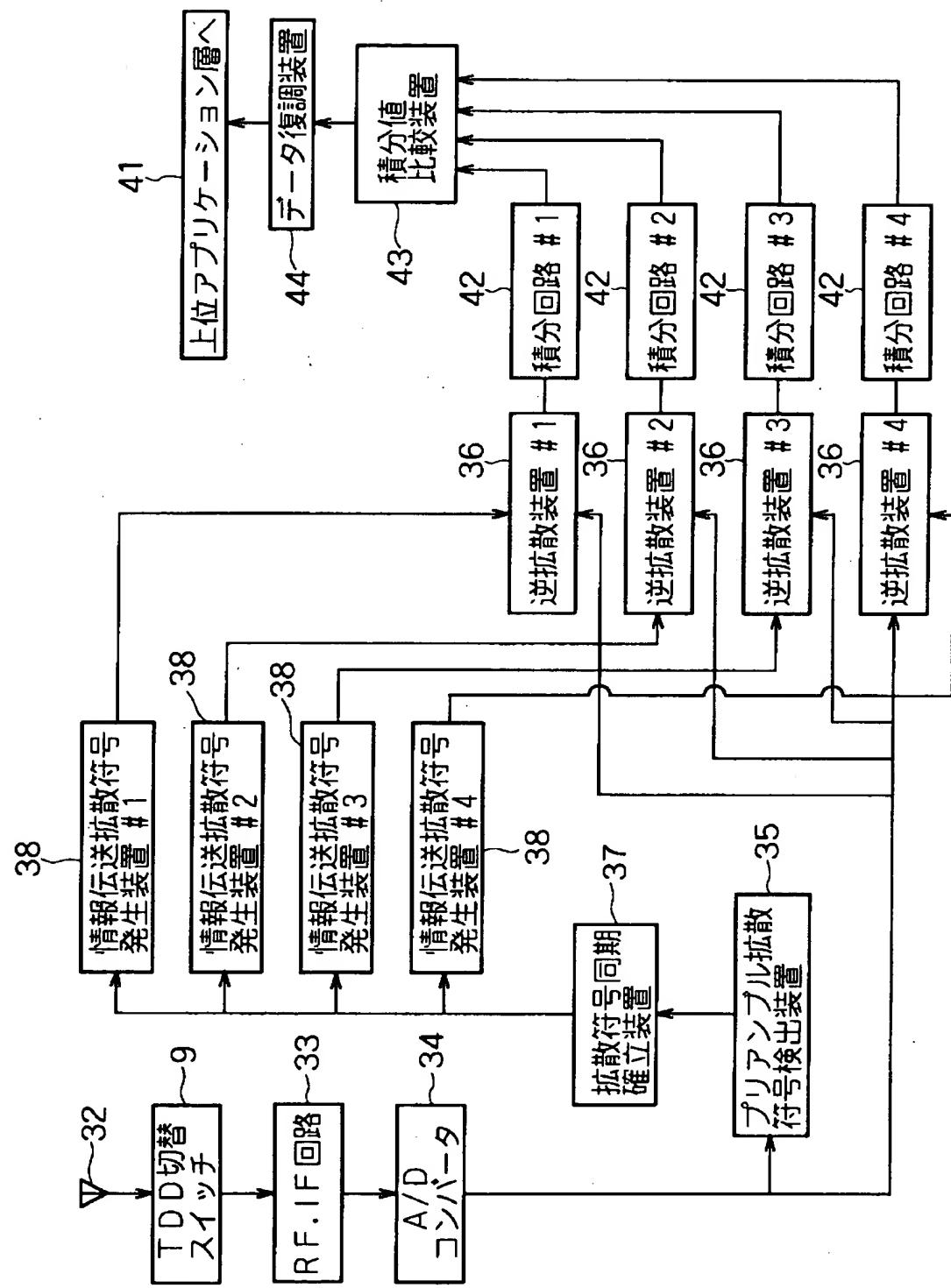
〔図5〕



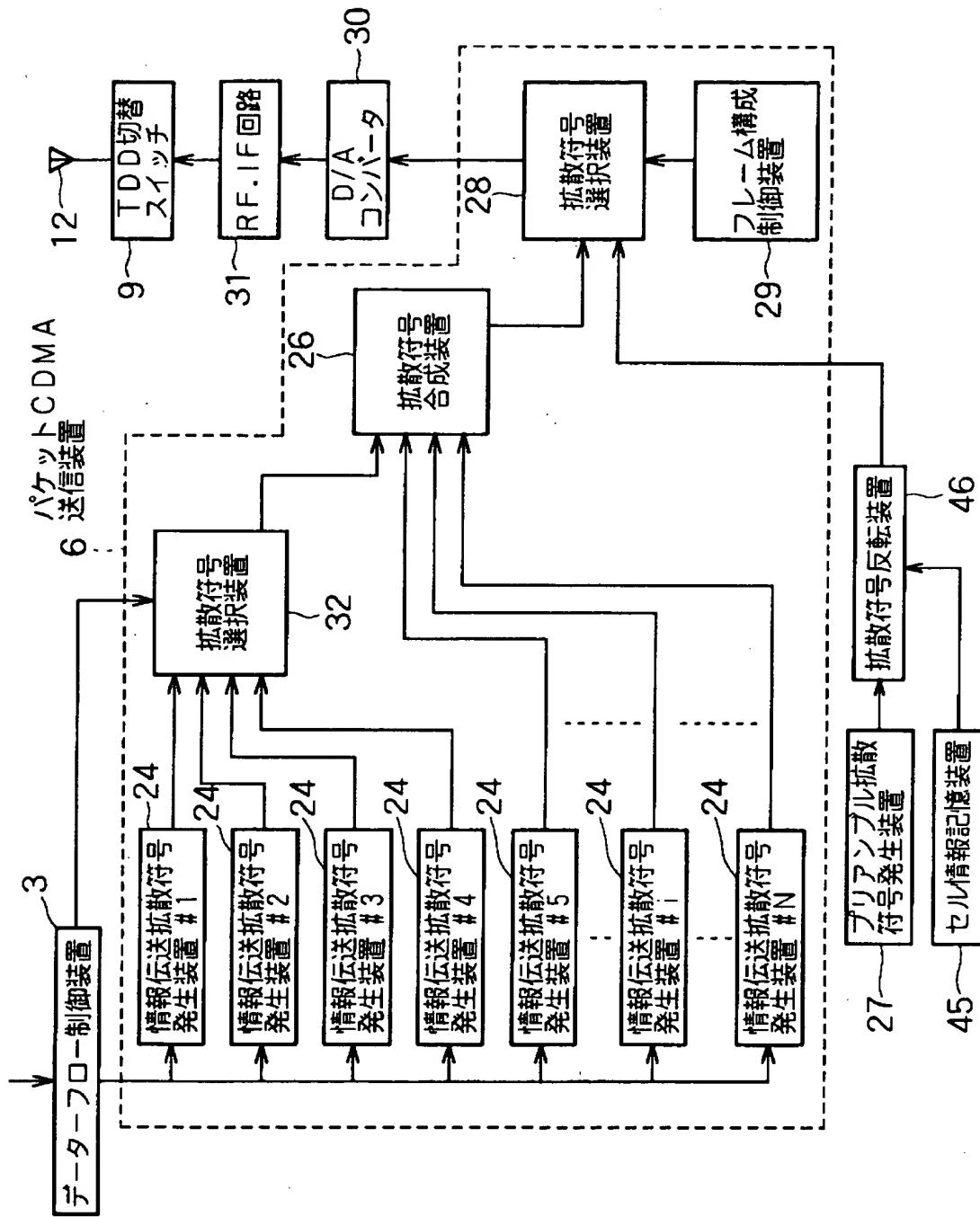
【図6】



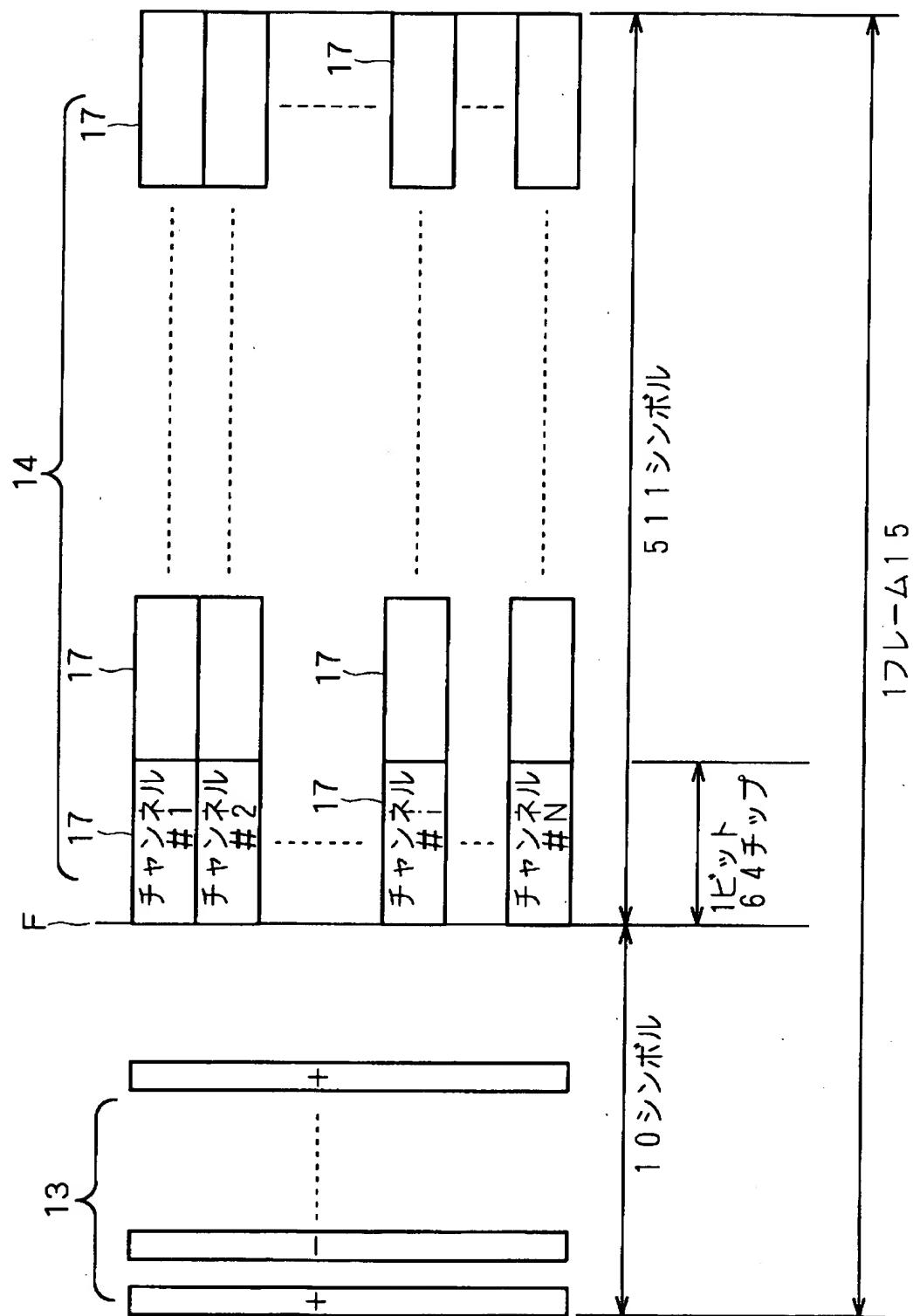
【図7】



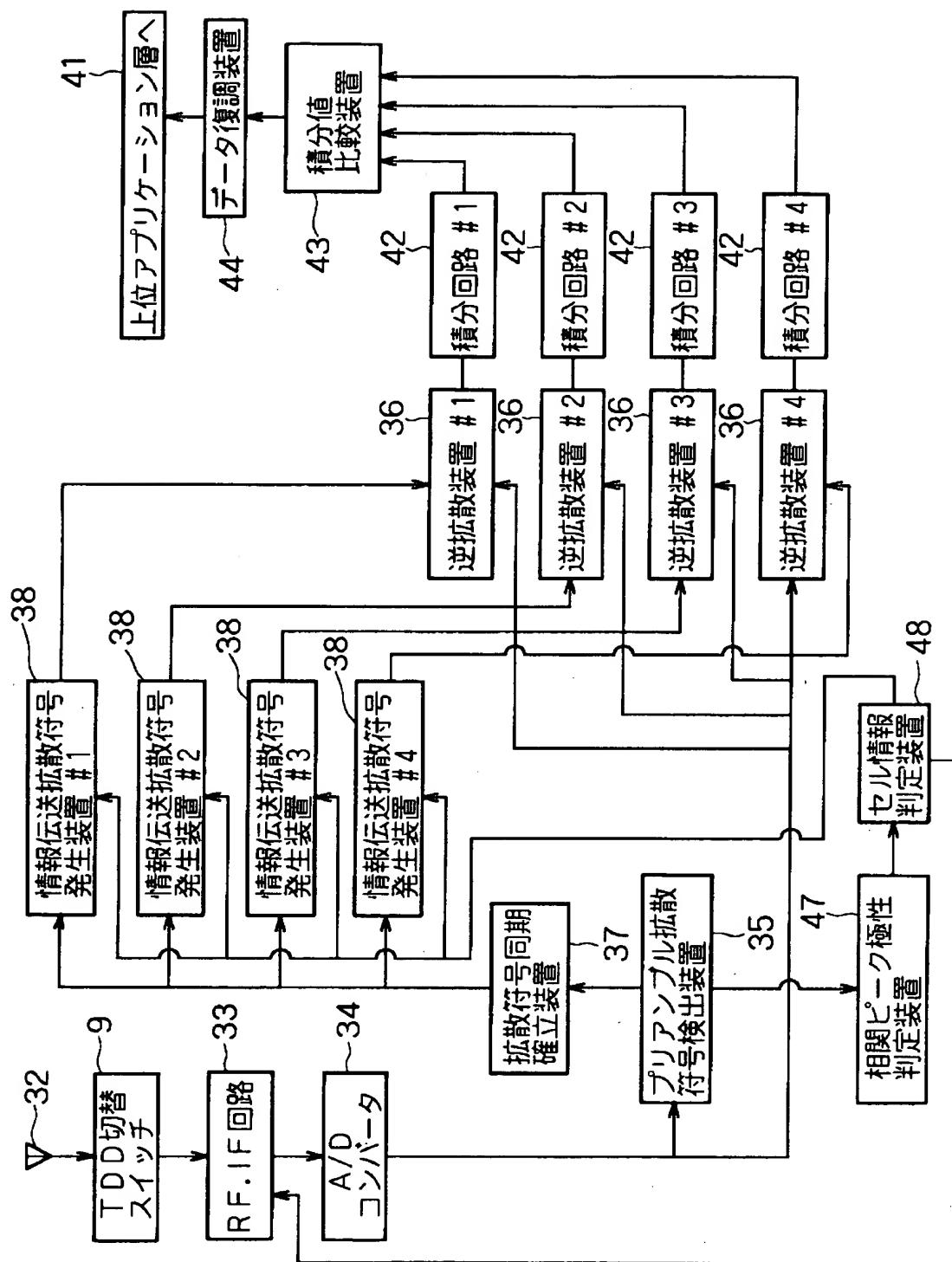
【図8】



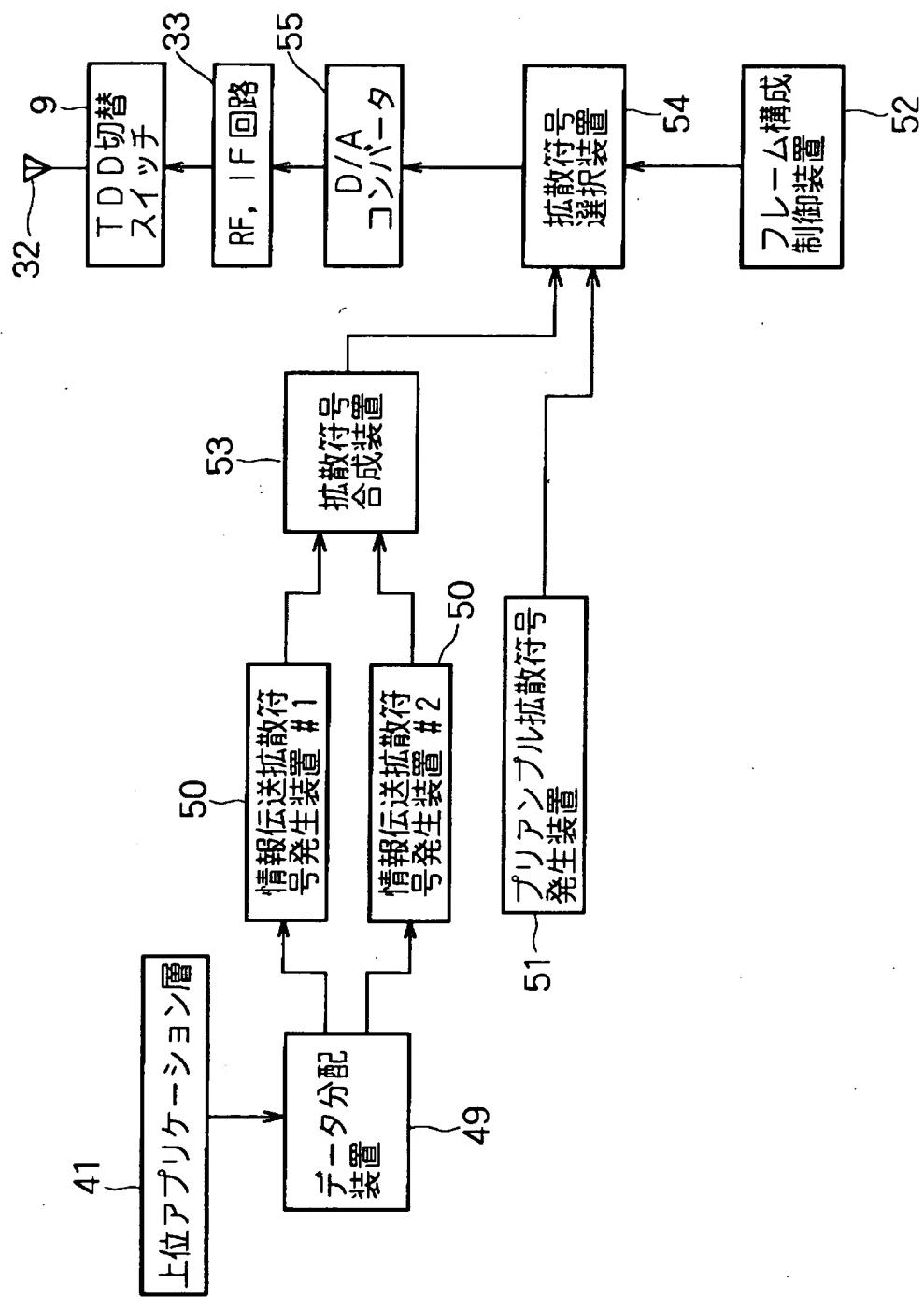
【図9】



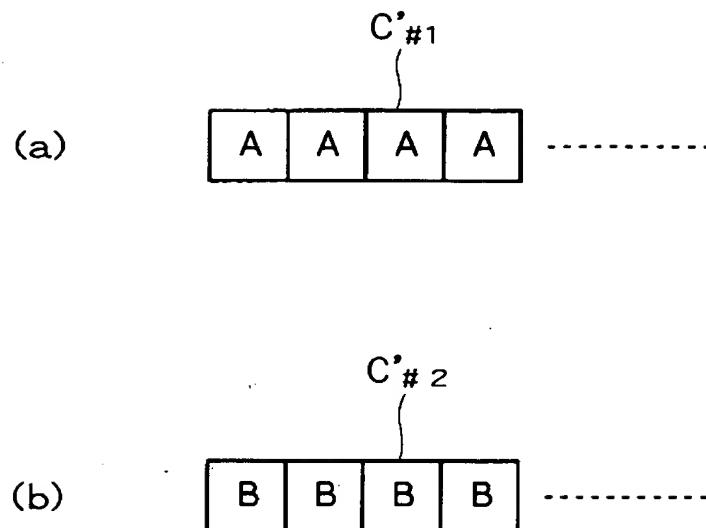
【図10】



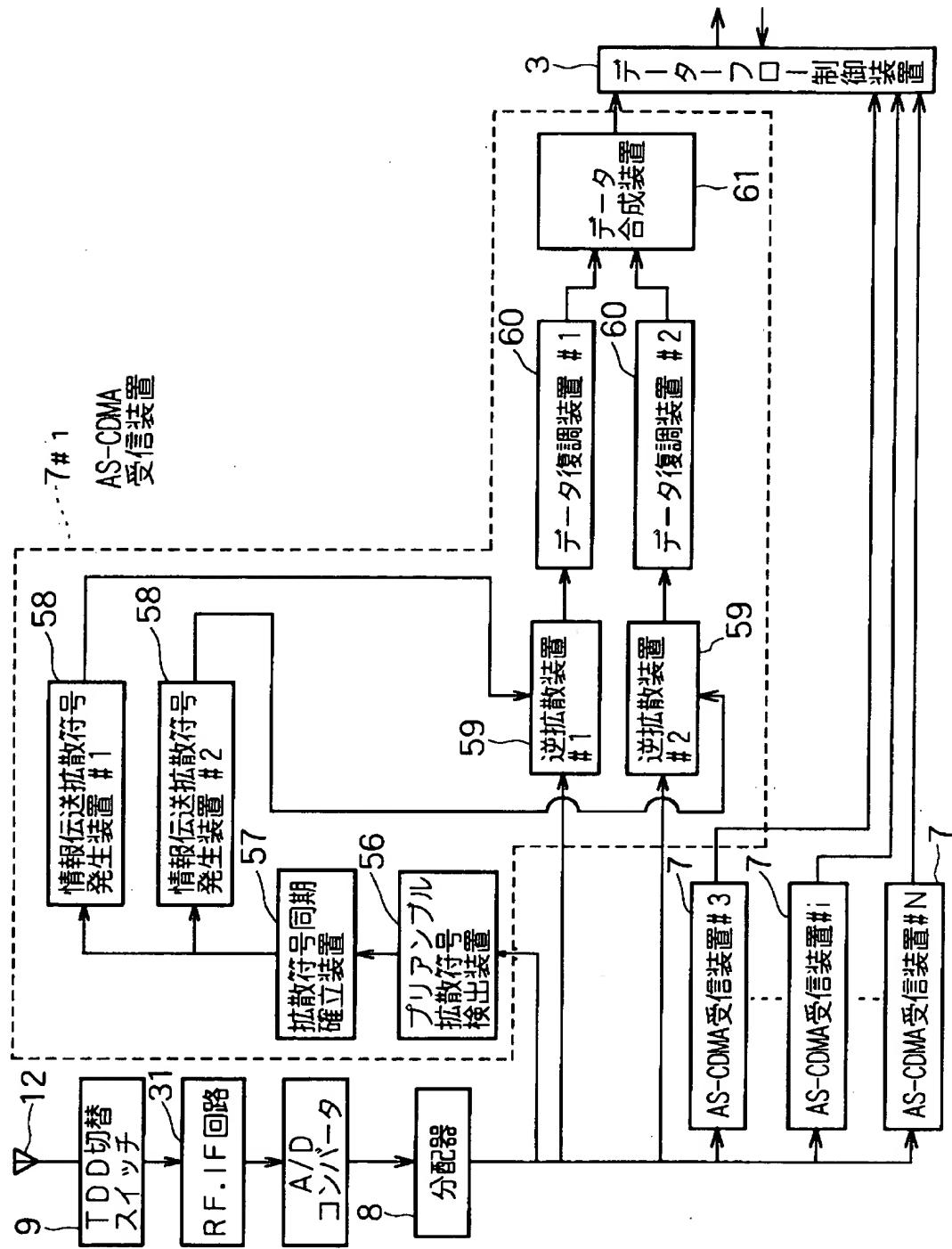
【図11】



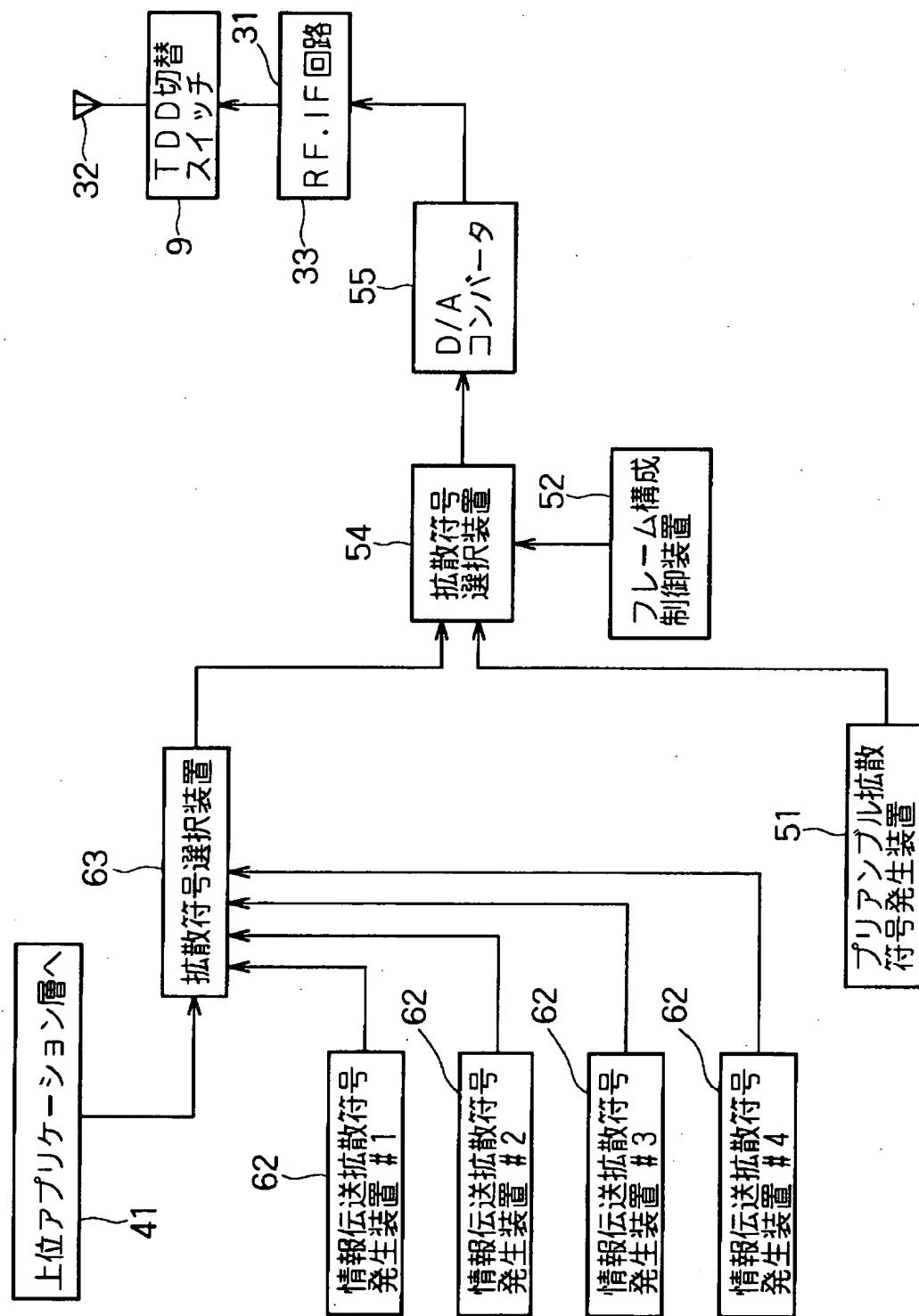
【図12】



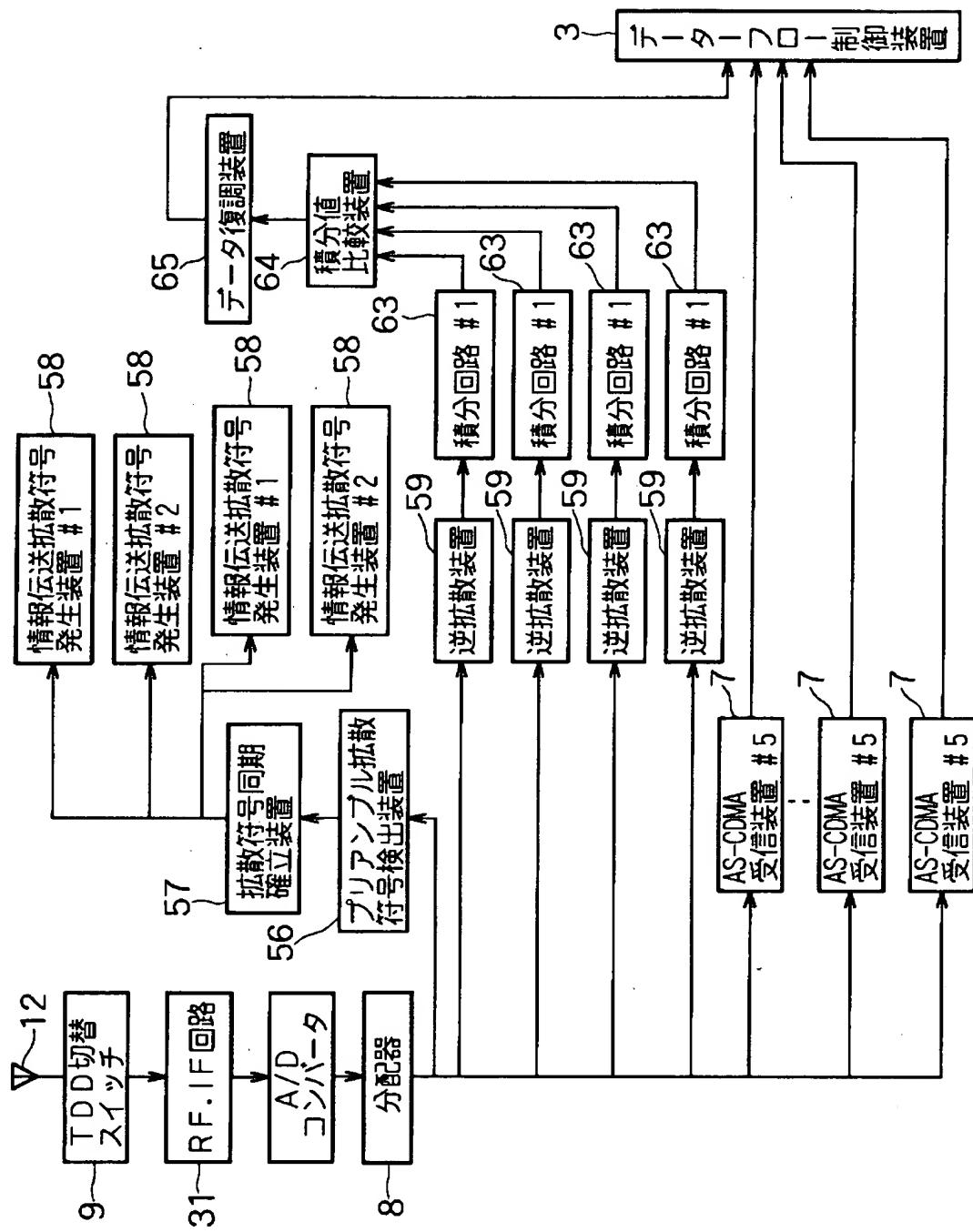
【図13】



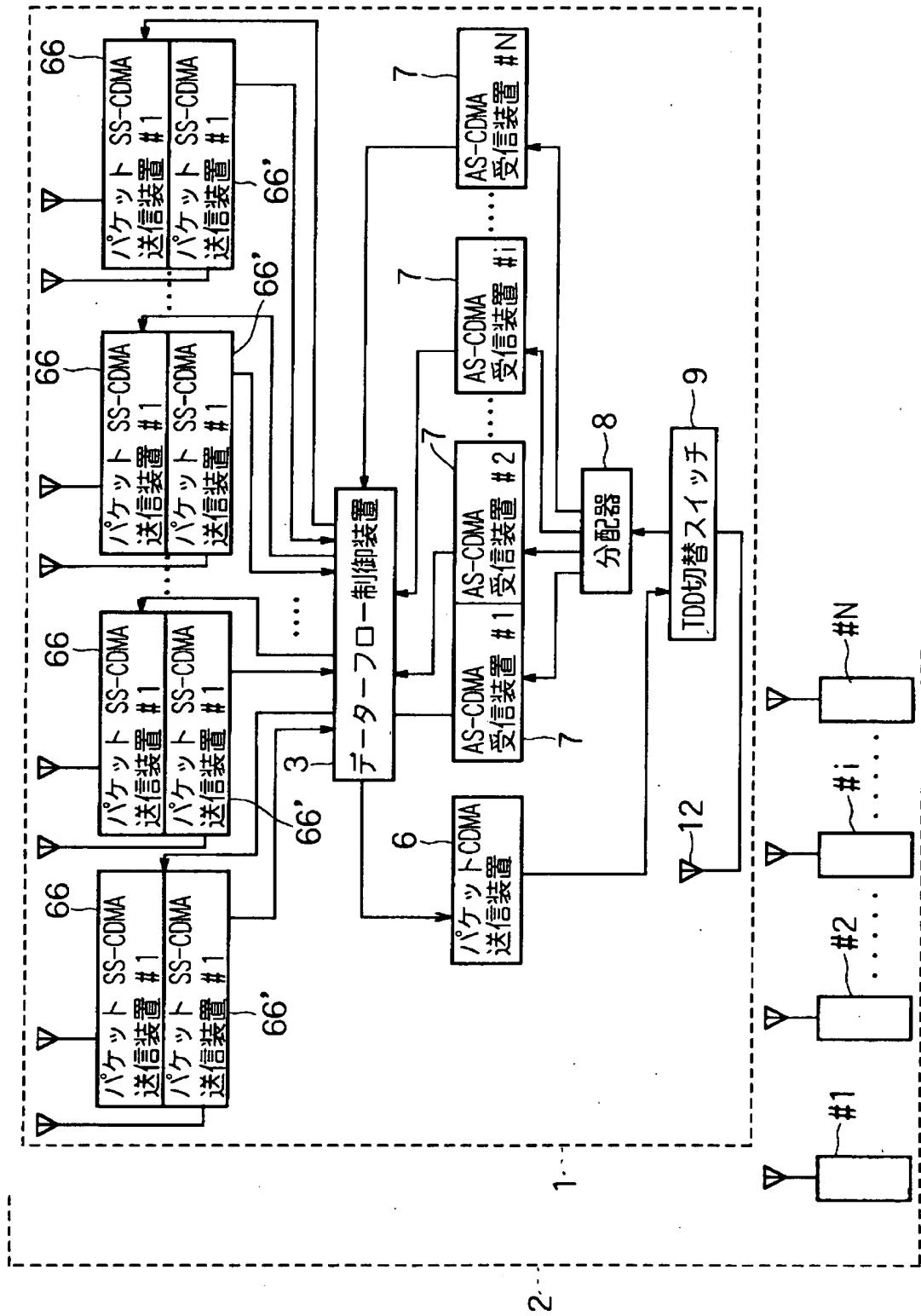
【図14】



【図15】

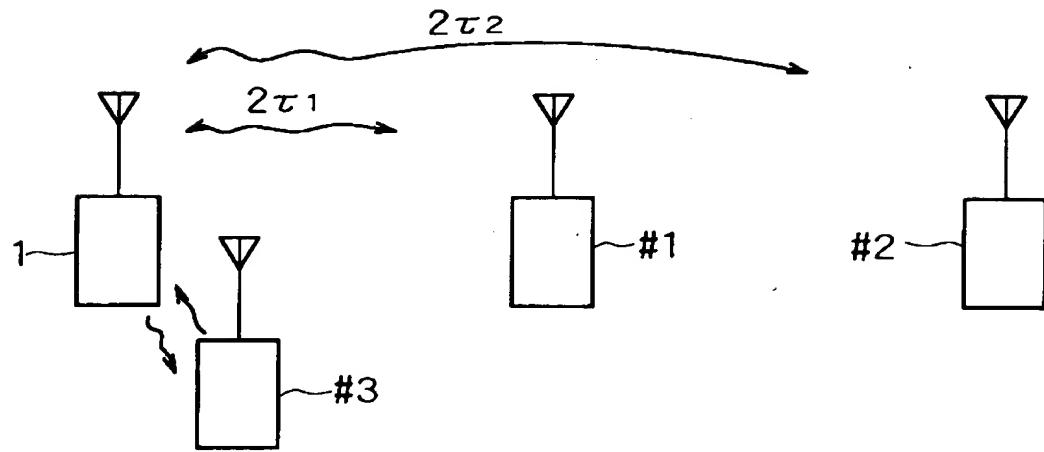


【図16】

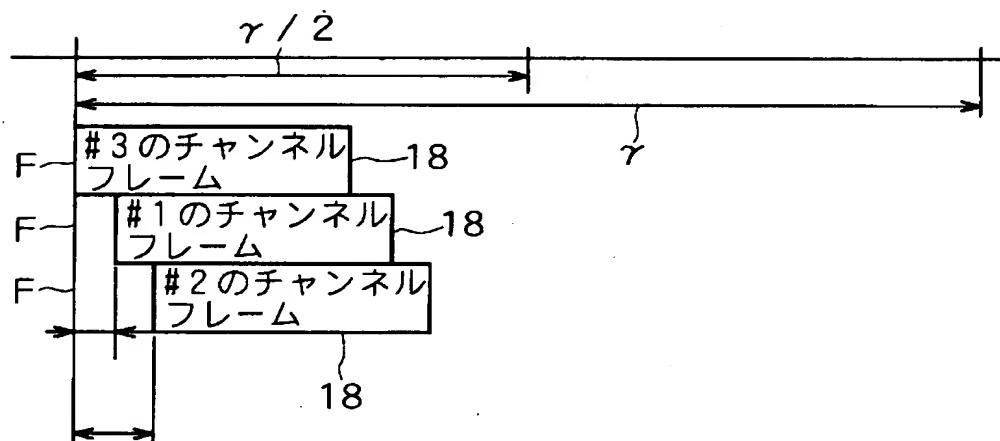


【図17】

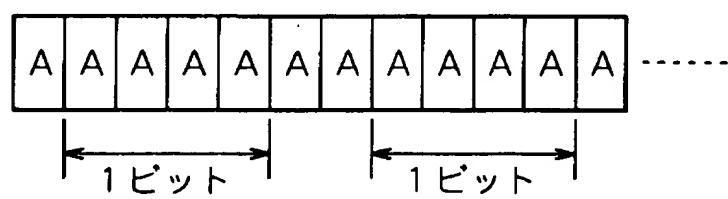
(a)



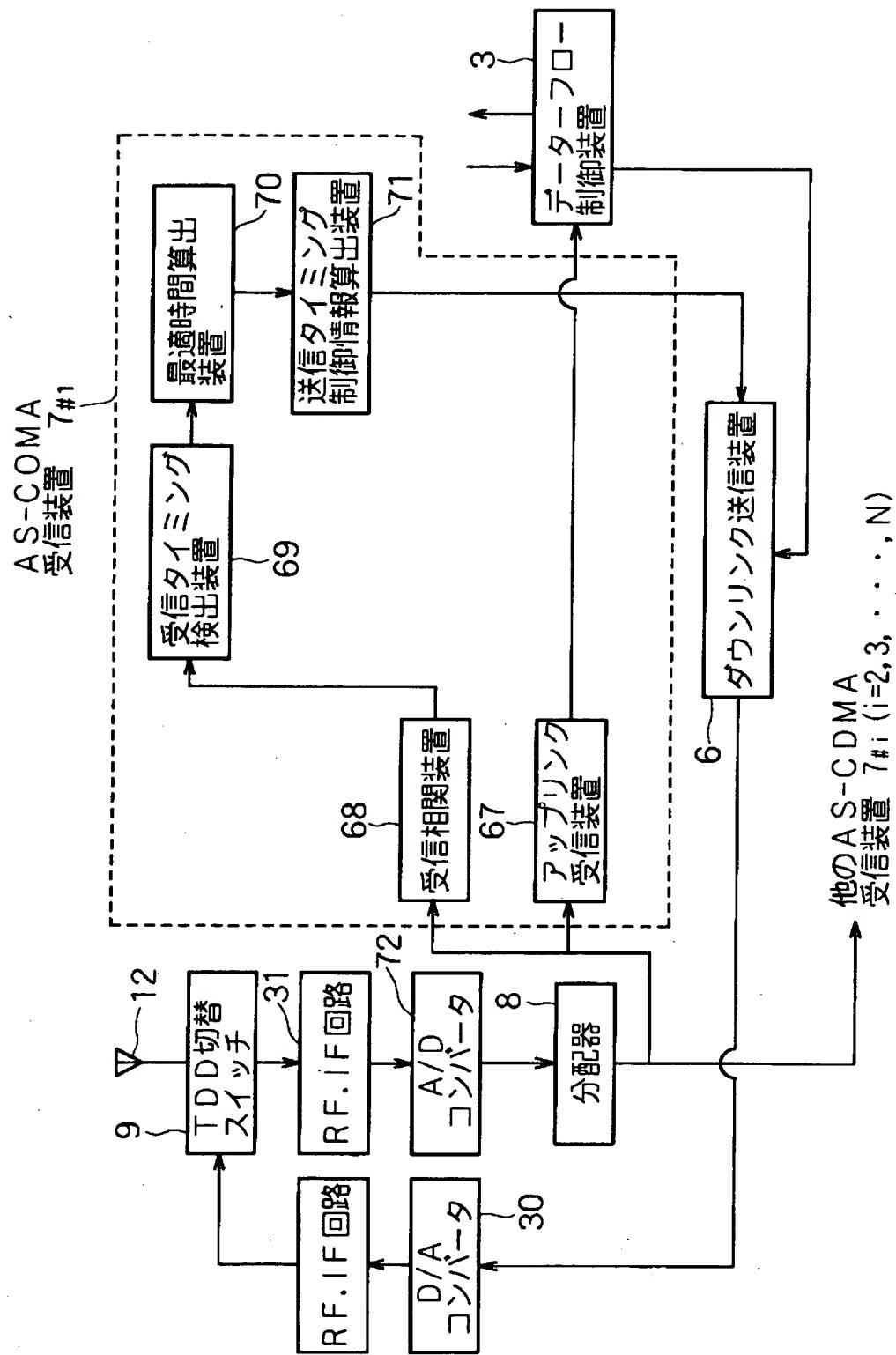
(b)



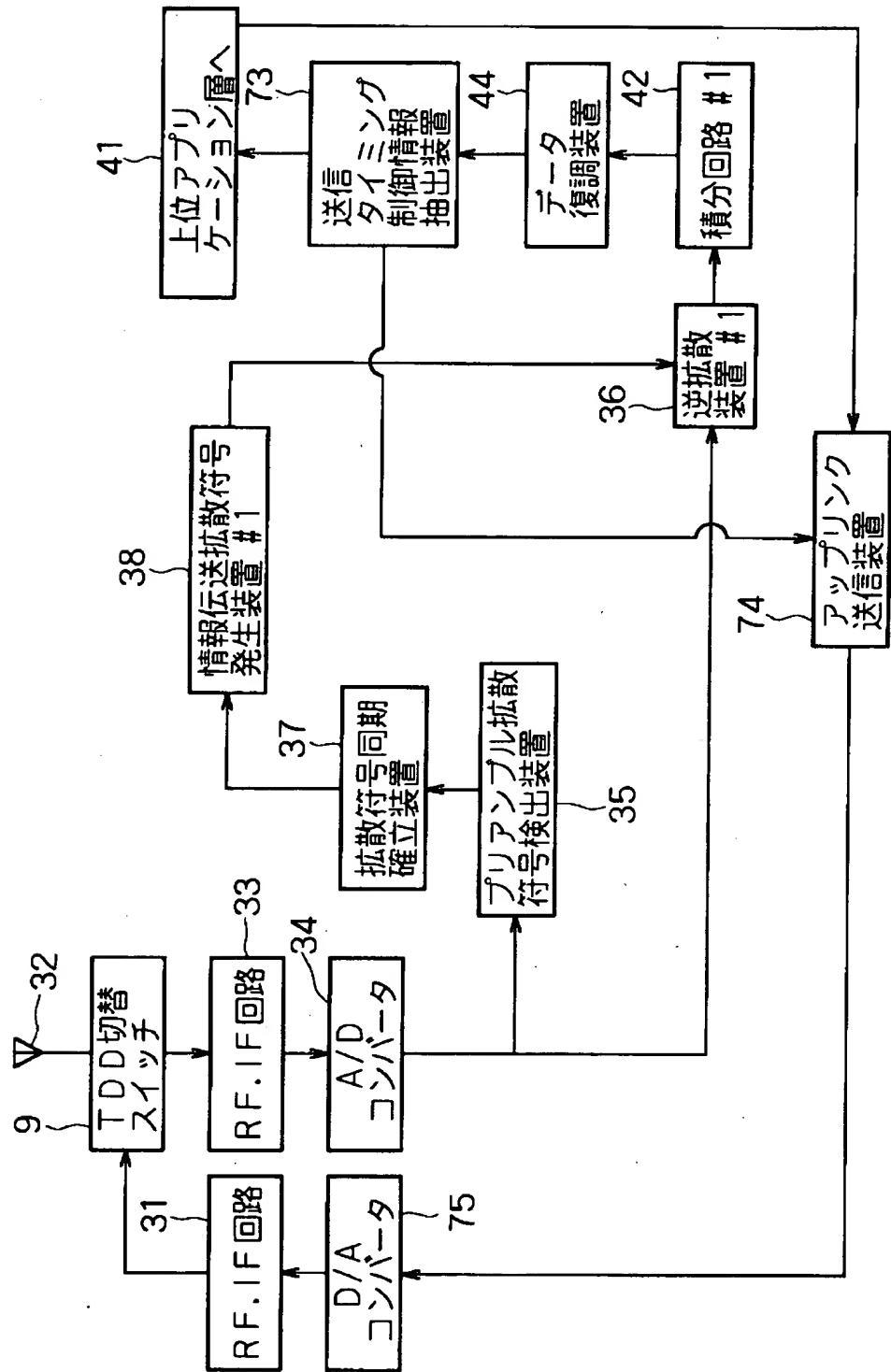
(c)



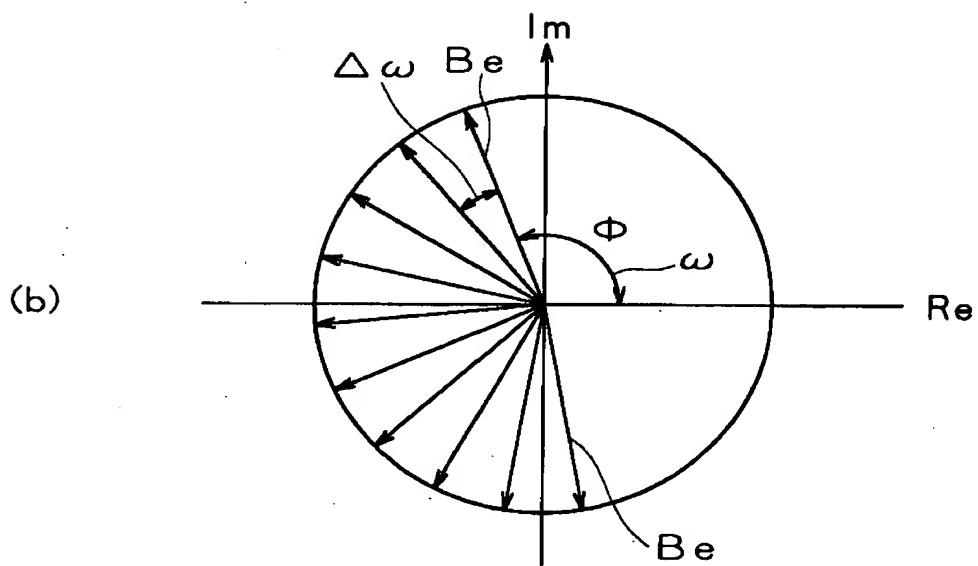
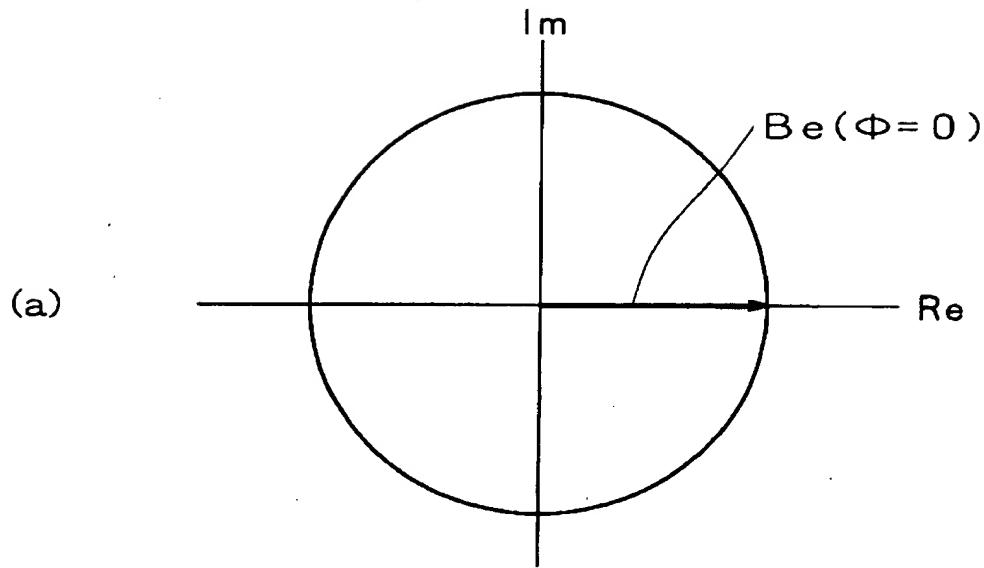
【図18】



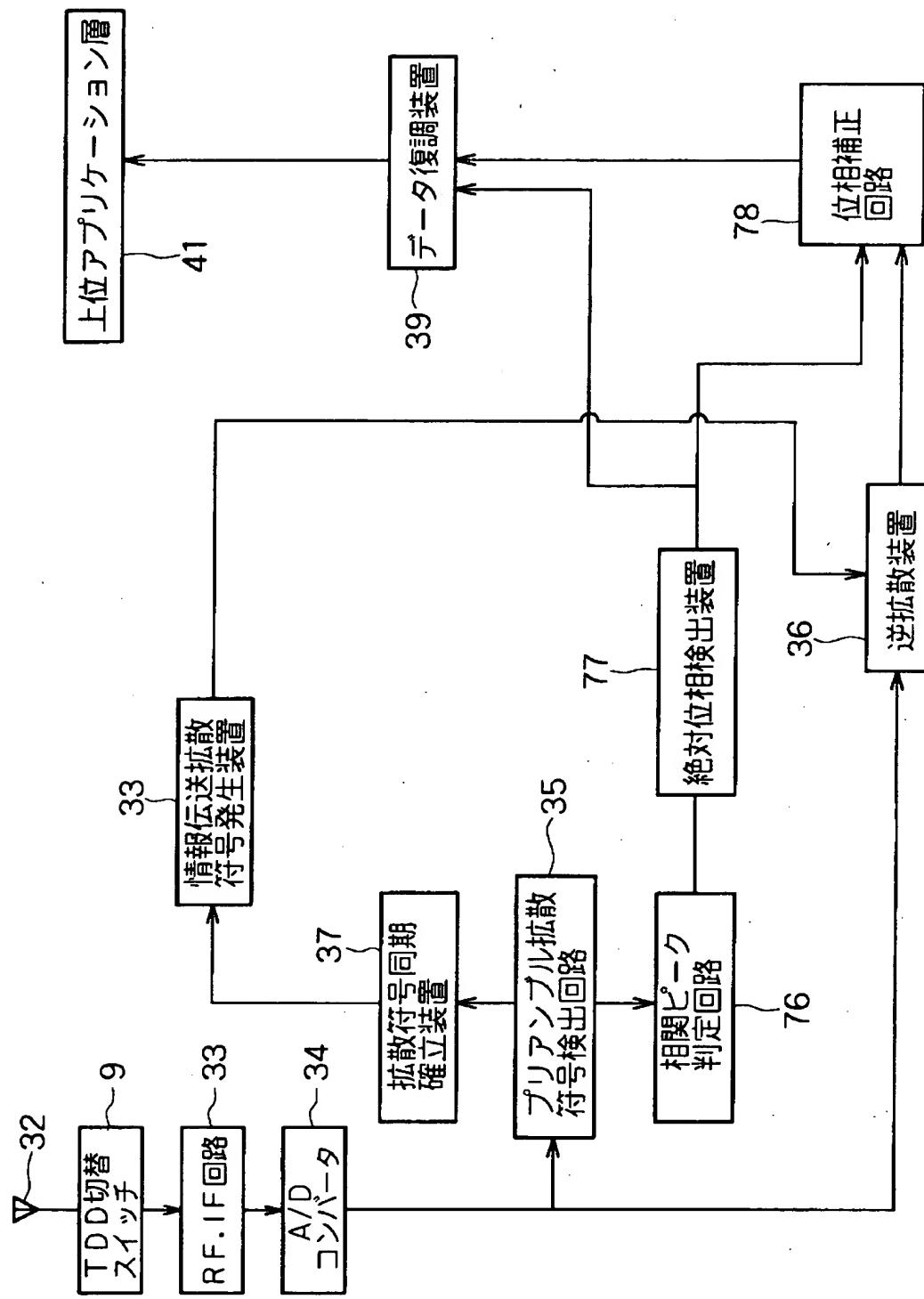
【図19】



【図20】



【図21】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 基地局間を無線により回線を確立して、基地局の配置のフレキシビリティを向上させ、もって低コストの通信網を構築することのできるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムを提供する。

【解決手段】 本発明のセルラー方式の無線通信ネットワークシステムは、複数の基地局1と複数の移動局#i ($i = 1, 2, \dots, N$) とからなるものにおいて、基地局1間が無線通信によって接続されている。

【選択図】 図1

【書類名】 新規性の喪失の例外証明書提出書
【提出日】 平成13年 3月 5日
【あて先】 特許庁長官殿
【事件の表示】
【出願番号】 特願2001- 50751
【提出者】
【識別番号】 000001487
【氏名又は名称】 クラリオン株式会社
【代理人】
【識別番号】 100082670
【弁理士】
【氏名又は名称】 西脇 民雄
【提出物件の目録】
【物件名】 発明の新規性喪失の例外規定の適用を受けるための証明書
1通証明書の内容 1. 信学技報 Vol. 100 No. 361 p. 23~p. 30 2000年10月
12日発行 発行人 社団法人 電子情報通信学会
(要部 写) 1通 2. 信学技報 Vol. 100 No. 361 p. 31~p. 36 2000年10月
12日発行 発行人 社団法人 電子情報通信学会
(要部 写) 1通 3. 信学技報 Vol. 100 No. 361 p. 37~p. 42 2000年10月
12日発行 発行人 社団法人 電子情報通信学会
(要部 写) 1通 4. 信学技報 Vol. 100 No. 362 p. 1~p. 5 2000年10月13
日発行 発行人 社団法人 電子情報通信学会
(要部 写) 1通

【書類名】 新規性の喪失の例外証明提出書
【提出日】 平成13年3月5日
【あて先】 特許庁長官殿
【事件の表示】
【出願番号】 特願2001-50751
【提出者】
【識別番号】 000001487
【氏名又は名称】 クラリオン株式会社
【代理人】
【識別番号】 100082670
【弁理士】
【氏名又は名称】 西脇 民雄
【提出物件の目録】
【物件名】 発明の新規性喪失の例外規定の適用を受けるための証明書
1通

証明書の内容

1. 信学技報 Vol. 100 No. 361
p. 23~p. 30
2000年10月12日発行
発行人 社団法人 電子情報通信学会 (要部 写) 1通
2. 信学技報 Vol. 100 No. 361
p. 31~p. 36
2000年10月12日発行
発行人 社団法人 電子情報通信学会 (要部 写) 1通
3. 信学技報 Vol. 100 No. 361
p. 37~p. 42
2000年10月12日発行
発行人 社団法人 電子情報通信学会 (要部 写) 1通
4. 信学技報 Vol. 100 No. 362

p. 1～p. 5

2000年10月13日発行

発行人 社団法人 電子情報通信学会 (要部 写) 1通

(A)10100420071



証 明 願

平成 13 年 2 月 27 日

社団法人 電子情報通信学会会長殿

出願人の住所 東京都文京区白山 5-35-2

氏名又は名称 クラリオン株式会社

代理人の住所 東京都江東区富岡 1-11-18

西村ビル 3F

氏名又は名称 西脇国際特許事務所

弁理士 西脇 民雄

添付の (信学技報 Vol.100N0.361) に記載の発表については、下記のとおり、(電子情報通信学会、スペクトル並散研究会)において、文書に基づいて発表したものであることを証明願います。

記

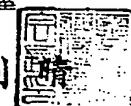
1. 発表題目 次世代 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク
2. 発表者 坪内 和夫
3. 発表日 2000年10月19日
4. 発表場所 秋保リゾートホテルクレセント
5. 文書の性格 (電子情報通信学会技術研究報告)
6. 発表の内容 (添付の (信学技報 Vol.100N0.361 SST2000-41~47) のとおり)

証 明 書

上記証明願のとおり相違ないことを証明する。

平成 13 年 3 月 1 日
〒105-0011 東京都港区芝公園 3-5-8
機械振興会館 2 階 202 号室
(社) 電子情報通信学会

会長 青木 利



ISSN 0913-5685
信学技報 Vol.100 No.361

電子情報通信学会技術研究報告

SST 2000-41~47

〔スペクトル拡散〕

2000年10月19日

EiC 講 電子情報通信学会

電子情報通信学会技術研究報告目次

CONTENTS

〔スペクトル拡散〕

[Spread Spectrum Technology]

(1) SST 2000-41	タイミング判定法による DS/SS 信号同期捕捉に関する一検討	1
	山田 真・神尾幸秀(YRP 基盤研)	
(2) SST 2000-42	内蔵送信局数より少ない数の相関器から構成されるマルチユーザー受信機	7
	山里敬也・岡田 啓・片山正昭(名大)・小川 明(名城大)	
(3) SST 2000-43	孤立パイロット信号と複数パイロット応答を用いる CDMA 信号の干渉分析方式	11
	宮田光博・小沢 智・畔柳功夫(東京工科大)・末広直樹(筑波大)	
(4) SST 2000-44	〔問題提起〕多元接続干渉のブラインド適応抑圧法	17
	宮崎照行(茨城大)	
(5) SST 2000-45	〔招待論文〕次世代 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク	23
	—Reconfigurable WLL—	
	坪内和夫(東北大)	
(6) SST 2000-46	SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線技術	31
	—近似同期 CDMA システム	
	高橋康一・亀田 卓・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	
(7) SST 2000-47	SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術	37
	—SAW MF を用いたパケット SS-CDMA システム	
	飯塚洋介・小森 敦・亀田 卓・苦米地秀一・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	

Note: The articles in this publication have been printed without
reviewing and editing as received from the authors.

(招待論文)
次世代 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク
～Reconfigurable WLL～

坪 内 和 夫

東北大学 電気通信研究所

仙台市青葉区片平2-1-1

Tel:022-217-5530 Fax:022-217-5533 tsubo@riecl.tohoku.ac.jp

あらまし コンシューマ向けワイヤレスネットワークとして SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークを提案した。5GHz 帯 OFDM により基地局間を無線接続することにより、ネットワーク構築を容易にした。また、セル内アクセス無線回線として、下り回線にパケット CDMA 方式、上り回線に近似同期 CDMA た。また、セル内アクセス無線回線として、下り回線にパケット CDMA 方式、上り回線に近似同期 CDMA 方式を採用し、システム設計を行って来た。本報告では、フレキシブルワイヤレスネットワークの基本コンセプトとこれらの無線通信方式を支えるデバイスの開発、(CDMA 用 SIMF、OFDM 用 FFT) について述べる。

キーワード SS-CDMA、フレキシブルワイヤレスネットワーク

SS-CDMA Flexible Wireless Network
～ Reconfigurable WLL ～

Kazuo Tsubouchi

Research Institute of Electrical Communication

Katahira 2-1-1, Aoba-ku Sendai 980-8577, Japan

Tel:+81-22-217-5530 Fax:+81-22-217-5533 tsubo@riecl.tohoku.ac.jp

Abstract We have proposed the SS-CDMA flexible wireless network for consumer multimedia network. 5GHz OFDM is employed for inter-cell wireless link over 100Mbps. The inter-cell wireless link can be obtained easy construction of the network. For the intra-cell wireless link, packet CDMA scheme for downlink and approximately synchronized CDMA scheme is employed. Complicated transmission power control is not necessary for the uplink using the AS-CDMA. The concept and the design of the SS-CDMA flexible wireless network have been described. The developments of the devices for the proposed network have been introduced.

Key words : SS-CDMA, Flexible wireless network

1. はじめに

携帯電話・PHS を主流とした我が国のネットワークインフラは、加入者数が 6000 万を越え加入電話とはほぼ同等な通信手段となってきた。i-Mode に代表されるインターネット接続サービスも 1000 万加入を突破し、全世界への展開も踏まえインターネット接続携帯端末としての地位も確立しつつある。さらに、W-CDMA のサービスが 2001 年 5 月から東京エリアで開始され、ワイヤレスインフラの発展はとどまるところを知らない。

一方、世界標準となった 2.4GHz 帯スペクトル拡散通信用 ISM バンド[1,2]のコンシューマ向けワイヤレスアクセスへの応用は、これまでの SS ワイヤレス LAN に加え Bluetooth[3]が標準化され、デジタル機器の接続へと展開している。

しかしながら、コンシューマ向けワイヤレスアクセスを利用したネットワークに関しては、未だ Ethernet に代表される有線 LAN が主流である。ネットワーク機器の価格は安価になり、PHS の自営利用、ISDN 等が家庭へも普及しているが、装置の設置・設定、配線の煩雑さ、配線コストなど、販のコンシューマ向けネットワーク構築が可能になっていっているわけではない。

我々は、安価で構築が容易なコンシューマ向けワイヤレスネットワークとして、SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークを提案してきた[4,5]。

5GHz 帯 OFDM を用いた 100Mbps 大容量セル間無線リンクを採用し、基地局設置の際必要であった、配線敷設を不要とした。セル内ダウンリンク技術には、パケット SS-CDMA 方式[6]を提案し、2.4GHz フロントエンド SAW マッチトフィルタの採用により、低消費電力受信器を実現した。セル内アップリンク技術には、近似同期 CDMA 方式[5,7-11]を採用し、従来の CDMA で不可欠であった送信電力制御 (Transmission Power Control, TPC)を必要としないアクセスを実現した。

本報告では、SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークのコンセプトとその構成技術を示す。更に、CDMA 用の新しいマッチトフィルタ SIMF(Switched current matched filter)について述べる。また、セル間通信に採用する OFDM 用の新しい FFT デバイスを提案し、LSI 試作の結果について述べる。

2. SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークのコンセプト

我々は、コンシューマ向け通信システムをターゲットとした SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークを提案している。図 1 に提案するネットワークの概念図を示す。本方式の特徴を以下に示す。

- (1) 運用免許不要の 2.4GHz SS バンド、5GHz OFDM バンドを利用

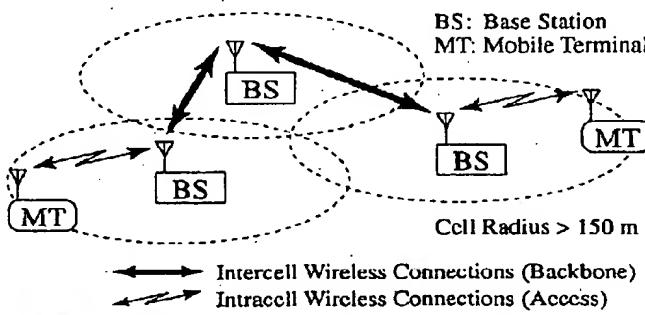


図 1 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークの概念図

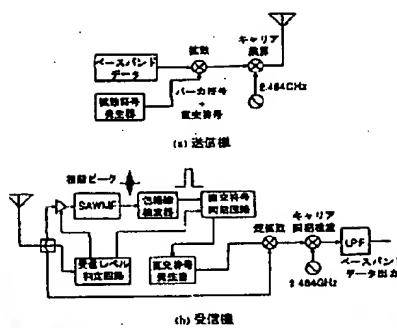


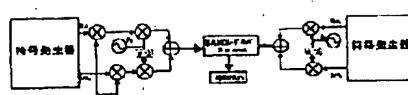
図2 パケット SS-CDMA 方式の送受信ブロック図

- (2) セル間通信の無線化により、セルラシステムを低コストかつ柔軟に構築可能
- (3) 半径 150m 程度のマイクロセルを採用
- (4) 1 セル当たり 24 回線(32kbps/ch 以上)同時運用可能

セル間通信には OFDM を用いることで、大容量無線伝送とネットワークの柔軟な構築を可能とする。セル内通信には SS-CDMA/ATDD 方式を用いることで、基地局・移動端末の低コスト化を可能とする。以下では、セル内通信方式とその運用例に関して述べる。

2.1 下り回線 ~ 2.4GHz 帯 SAW MF を用いたパケット SS-CDMA 方式

ドリ回線では、移動端末の低消費電力化が最大の課題である。図2に提案するパケット SS-CDMA 方式の送受信機構成を示す。本方式では、信号を符号同期用ブリアンブル部とデータ伝送部で構成する。送信機側(図(a))ではブリアンブル部を 11-chip Barker 符号で、データ伝送部を直交 m 級列でそれぞれ拡散し送信する。各チャネルの情報はデータ伝送部の直交 m 級列によって多重化されて送信される。受信機側(図(b))では、ブリアンブル部を弾性表面波マッチトフィルタ(SAW MF)によって逆拡散を行い、拡散符号同期を確立し、データ伝送部でインライン



(1) 相関回路



(1) 自己相関特性・($f_{tx} = f_{rx} = 215.00 \text{ MHz}$)



(2) 相互相関特性・($f_{tx} = 215.00 \text{ MHz}, f_{rx} = 215.11 \text{ MHz}$)

(2) 相関波形

図3 近似同期 CDMA 用符号の相関特性

相関を行うことで、相関操作を簡略化した。SAW MF は RF フロントエンドで動作する受動素子であり、ディジタル MF を用いる場合に比べ、低消費電力化に適している。

2.2 上り回線 ~ 近似同期 CDMA 方式

従来の公衆回線向け CDMA 方式の上り回線では、高精度な送信電力制御(TPC)を用いて、遠近問題に起因するチャネル間干渉を抑制している。しかし、高精度な TPC は高線形性のパワーアンプが必要になるなど、基地局・移動局のコストが増大するため、コンシューマ向けシステムには適さない。我々は、筑波大学の末広真樹教授によって提案された近似同期 CDMA 方式を上り回線に適用し、設計・試作を行ってきた。本方式は、セル内の各移動局からの送信信号間の同期ずれを許容した上で、チャネル間の直交性を実現できる近似同期用拡散符号を用いる。これ

表1 フレキシブルワイヤレスネットワークの諸元

周波数帯	2400 - 2483.5 MHz 2471 - 2497 MHz
アクセス方式	SS-CDMA/ATDD
チャネル数	24ch/cell
データレート	64kbps/ch
セル分割	FDM
チップレート	12.288Mcps
セル半径	150m

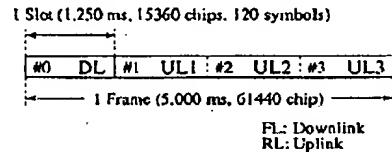


図4 ATDD スロット構成

により、高精度な TPC を用いずにチャネル干渉を抑制することが可能となる。近似同期符号は、直交周波数変位と擬同期化により実現できる。図3に、近似同期 CDMA フレームの相関特性を示す。図3(1)に示すように相関特性には SAW コンボルバを用いた。16chip 直交系列を基礎系列とし、チップレート 14Mcps、158chip 近似同期符号を用いている。この符号を用いると、直交周波数変位により 8 チャネルの多重化が可能となる。図3(2)は、シミュレーション及び実測による自己相関波形、相互相関波形である。自己相関、相互相関とともに、ガードテンブ区間において、チャネル間干渉の無い相間零が現れており、シミュレーション結果と実測が良く一致している。

2.3 WLL に適用したフレキシブルワイヤレスネットワークの適用例

表1にWLLに適用したフレキシブルワイヤレスネットワークの適用例を示す。セル内多元接続方式には SS-CDMA/ATDD 方式を用いる。また、セル分割は FDMA 方式を採用する。チップレートを 12.288Mchip/s とすると、2.4GHz ISM 帯にインターリーブ割り当てなどを用いることで、最低 7 種程度の FDMA チャネルを確保できる。図4に ATDD/TDMA

物理スロット構成を示す。1 フレームを 4 スロットに分割し、下り回線に 1 スロット、上り回線に 3 スロット使用する。

3. セル内通信方式と CC-SIMF

SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークでは、セル内通信に CDMA を用いる。これまで我々は、SAW デバイスを相関器として用いたモジュール製作を行ってきた[12,13]。SAW デバイスは、基本的に電力を消費せず、キャリアを含んだ状態で空間積分による相関操作が可能であるため、リアルタイム相関器として最適である。また、感度の点からもベースバンド LSI を用いた場合より優れていることがわかっている。しかしながら、サイズが大きく、Si LSI との集積化が困難であるため、SAW デバイスに変わる新たな低消費電力相関デバイスが必要となる。

我々は、電流モードアナログ回路を用いた Current Cut Switched Current Matched Filter を提案し、256 チップ 50Mcps において 10mW 以下の低消費電力動作が可能であることを示してきた[14,15]。図5 に、SIMF の基本回路である電流メモリ(Current

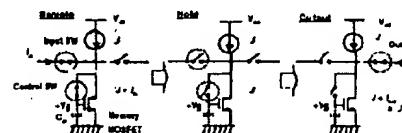


図5 Current Memory の構造と動作

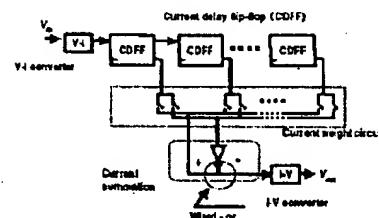


図6 FIR 型 SIMF のブロック図

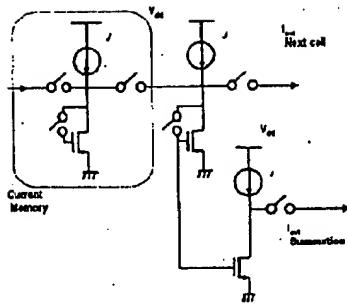


図 7 Current Delay Flip-Flop (C-DFF)

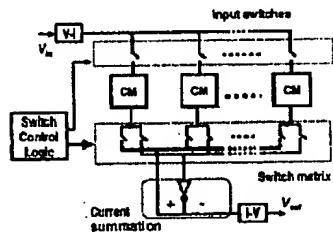


図 8 パラレル型 SIMF のブロック図

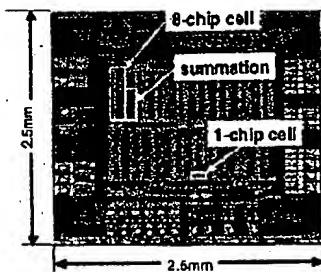


図 9 試作した 128chip SIMF の写真

Memory, CM) の構造と動作を示す。[相クロックにより SW1 と SW2 を on/off することで、電流記憶、

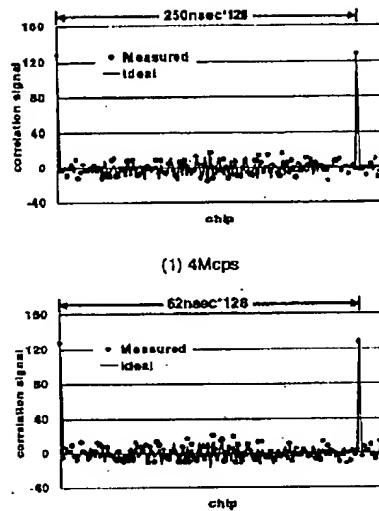


図 10 相間出力波形 (実測)

出力を実現可能である。アナログ用の精度の高い受動素子(コンデンサなど)を必要としないため、従来のデジタル LSI プロセスと同様のプロセスによりデバイスを作製することができる。図 6 に、FIR 構造の SIMF ブロック図を示す。遅延線を構成する Current Delay Flip-Flop(C-DFF)は、図 7 に示すように CM を複数用いて構成する。入力信号は、C-DFF により記憶・遅延され、参照信号で決定されるパターンで加算される。SIMF における最大の問題点は、遅延線の電流転送により発生する電流伝送誤差累積 (Current Transfer Error Accumulation)である。電流転送による転送誤差が 1%以下であっても、転送回数が 100 以上になると、転送誤差累積は SIMF の相間特性を著しく劣化させる。図 8 に、パラレル型 SIMF[16,17]を示す。並列に配置した電流メモリに受信信号を順次記憶する方法を採用し、電流転送回数を低減することで電流転送誤差累積の問題を解決した。図 9 に、試作した 128chip パラレル SIMF のチ

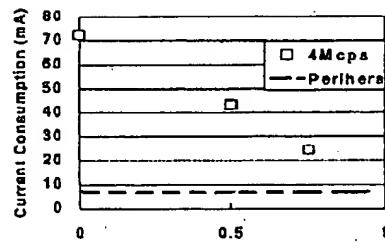


図 11 電流カット率と消費電流

アップ写真を示す。8chipSIMF を基本構成としたブロック構造設計を採用している。図 10 に、4Mops 及び 16Mops の相関出力波形を示す。並列符号には、128chip 直交 m 系列を用いた。相関出力はいずれの場合も、128chip 直交 m 系列の特徴と良く一致しており、試作した SIMF LSI が動作していることがわかる。

試作した LSI を用いて Current-Cut 機動を確認した。Current-Cut は、CM の Hold 期間において、必要なない電流源の動作を停止し、消費電力を低減する手法である。図 11 は、Current-Cut 率と消費電流の関係である。チップレートは、4Mops とした。点線は、周辺回路による定常電流を示している。電流カット率を、0, 50, 75%と増加させると、消費電流は減少し、大幅な消費電力低減が可能である。

4. セル間通信方式と FFT LSI

SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークでは、セル間無線リンクに 5GHz 帯 OFDM を用いる。図 12 に OFDM の送受信ブロック図を示す。送信部の IFFT、受信部の FFT がモデム動作のポイントとなるデバイスである。従来、FFT/IFFT には DSP を用いるのが一般的である。DSP を用いるため、基地局のバッテリ動作を考えた場合、低消費電力動作の新しいデバイスが必要である。

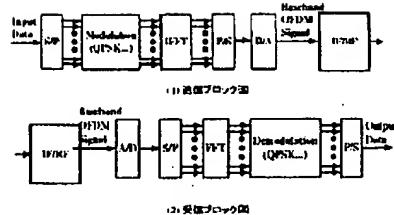


図 12 OFDM の送受信ブロック図

$$\begin{matrix} \text{FFT matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \text{IFFT matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

図 13 8 ポイント FFT 行列

$$\begin{matrix} \text{Rounded FFT matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

図 14 Rounding を行った FFT 行列

我々は、3 章で述べた電流モードアナログ回路を用いて、新しい FFT/IFFT デバイスを提案、設計試作した[10]。図 13 に、8 ポイント FFT を実現する 8x8 マトリックスを示す。FFT 行列は、実数行列と虚数行列に分離できる。虚数行列の演算は、カレントミラーによる電流反転回路で実現できる。実数行列の演算は、正確に実現することは非常に困難である。我々は、実数演算を実現するため、Rounding を導入した。図 14 に示すように、実数の桁数を減らし、演算そのものを簡略化する。実数行列を簡略化した。Rounding Step を決定するため、シミュレーションにより BER 特性の評価を行った。図 15 に、Rounding Step を変数とした OFDM の BER 特性を示す。Rounding Step が 0.2 以下であれば、通信品質への影響が少ないことがわかる。実数行列の演算は、

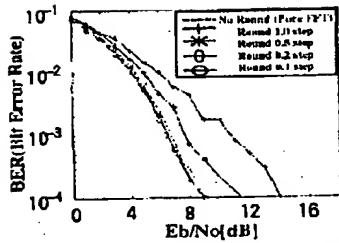


図 15 Rounding を行った場合の OFDM 伝送特性
Gate Width Ratioed Current Mirror

Gate-Width Ratioed Current mirror により実現できる。入力 MOSFET と出力 MOSFET のゲート比を、実数行列で決定されるにすることで、電流の乗算が行われる。符号は電流の方向で決定する。図 16 に、シミュレーションによる動作波形を示す。設計した FFT LSI は、数学的に求めた出力に比例した出力電流が得られることを確認した。図 17 に設計したチップ写真を示す。チップサイズは、7mm × 7mm である。

8 ポイント FFT LSI の消費電力から、5GHz 帯 OFDM の規格である 52 キャリアを発生するための 64 ポイント FFT LSI の消費電力を見積もってみる。8 ポイント FFT LSI の消費電力は、電源電圧 1.1V で 4.92mW であった。64 ポイント FFT へ拡張すると、約 40mW となる。ここで、80% の Current-Cut を用いると、消費電力は 8mW と見積もることができる。

5. まとめ

コンシューマ向けワイヤレスネットワークとして SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークを提案した。セル間通信に 5GHz OFDM を用いることで、大容量バックボーン回線の実現と基地局設置のフレキシビリティを得ることができる。セル内ダウリング技術には、パケット SS-CDMA 方式を提案し、2.4GHz フロントエンド SAW マッチトフィルタの採用により、低消費電力受信器を実現した。セル内アップリンク技術には、近似同期 CDMA 方式を採用し、従来の CDMA で不可欠であった送信電力制御

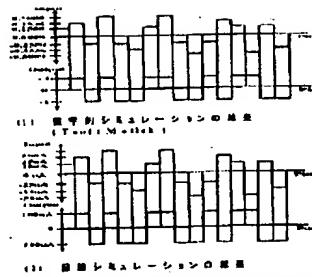


図 16 設計した FFT LSI の動作特性

工程プロセス
0.8μm CMOS process
Foundry : AMS
Broker : CMP, France

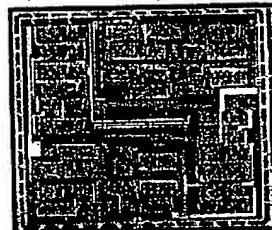


図 17 試作したチップ写真

(Transmission Power Control, TPC) を必要としないアクセスを実現した。さらに、新しい電波モードアナログ回路を用いた CDMA 用 SIMF を試作し、16Mops・128chip SIMF を実現した。更に、4Mops 動作で 75% Current-Cut を実現し、低消費電力動作が可能であることを示した。OFDM 用 FFT LSI を提案、シミュレーションにより動作を確認した。5GHz 帯 OFDM のスペックにマッチした 64 ポイント FFT LSI において、消費電力 10mW 以下の実現の可能性を示した。

参考文献

- [1] 電波委員会、『小電力データ通信システム/ワイヤレス LAN システム 標準規格』、RCR-STD-33, 1993 年 3 月。
- [2] 電波委員会、『第二世代小電力データ通信システム/ワイヤレス LAN システム 標準規格』、RCR-STD-T66, 1999 年 12 月。
- [3] Bluetooth Special Interest Group (SIG), "Specification of the Bluetooth system," ver. 1.0B, Dec. 1999.
- [4] K. Tsubouchi and K. Masu, "Wireless Multimedia: SS-CDMA Technology," Proc. Int. Symp. Future of Intellectual Integrated Electron. (ISFIEE, Sendai, Japan), pp. 259-268, 1999.
- [5] S. Kameda, K. Takahashi, T. Kamata, J. S. Cha, H. Nakase, K. Masu and K. Tsubouchi, "Design and Implementation of Intra-cell reverse link using approximately synchronized CDMA," 11th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC2000, London, UK), pp. 256-260, Sept. 2000.
- [6] 元青克幸、益一哉、坪内和夫、"2.4GHz 帯 フロントエンド SAW マッチドフィルタを用いたパケット SS-CDMA 方式," 信学技報、SST-98-47, pp.45-50, 1998.
- [7] N. Suehiro, "Approximately synchronized CDMA system without co-channel interference using pseudo-periodic sequence," Proc. Int. Symp. Personal Commun., '93-Nanjing, pp.179-184, Oct. 1993.
- [8] N. Suehiro, "A signal design without co-channel interference for approximately synchronized CDMA systems," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.12, no.5, pp.837-841, June 1994.
- [9] 錦田武道、小石高裕、末広直樹、益一哉、坪内和夫、"チャネル間干渉のない近似同期 CDMA 用符号 - SAW コンボルバを用いた回路構成法の検討 -," 信学技報、SST98-51, pp.13-18, 1998.
- [10] N. Suehiro, T. Kamata and K. Tsubouchi, "SAW Implementation of quadriphase signals for approximately synchronized CDMA systems without detection sidelobe nor co-channel Interference," 1997 Int. Symp. Radio Propagation (ISRP'97, Qingdao, China), pp.474-477, Aug. 1997.
- [11] 藤本慎二、錦田武道、末広直樹、藤本有毅、益一哉、坪内和夫、"チャネル間干渉のない近似同期 CDMA 用符号 - 構周期化符号を用いた CDMA システムの検討 -," 信学技報、SST97-49, pp.45-50, 1997.
- [12] K. Tsubouchi and N. Mikoshiba, "An asynchronous multi-channel spread spectrum transceiver using a SAW convolver," Proc. 1989 Ultrasonics Symp. (IEEE, New York, 1989), pp.165-172, 1989.
- [13] H. Nakase, T. Kasai, Y. Nakamura, K. Masu and K. Tsubouchi, "One chip demodulator using RF front-end SAW correlator for 2.4 GHz asynchronous spread spectrum modem," The fifth IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Commun. (PIMRC'94, Den Haag, Netherland, 1994), pp.374-378, 1994.
- [14] 鹿田康仁、益一哉、坪内和夫、"次世代 Si プロセスを用いた Digital Matched Filter の検討," 信学技報、IT96-64, p.19-24, 1997.
- [15] 小石高裕、鹿田康仁、益一哉、坪内和夫、"Si プロセスを用いた高速、低消費電力 Matched Filter の検討," 信学技報、SST97-50, p.51-56, 1997.
- [16] K. Togura, K. Kubota, K. Masu and K. Tsubouchi, "Novel Low-Power Switched Current Matched Filter for DS-CDMA Wireless Communication," Ext. Abst. 1999 Int. Conf. Solid State Devices and Materials (SSDM99, Tokyo, Japan), pp.442-443, Sep. 1999.
- [17] Kenji Togura, Koji Kubota, Hiroyuki Nakase, Kazuya Masu and Kazuo Tsubouchi, "Novel Low-Power Switched-Current Matched Filter for Direct-Sequence Code-Division-Multiple-Access Wireless Communication," Jpn. J. Appl. Phys., vol. 39, Part 1, no. 4B, pp.2301-2304, April 2000.
- [18] S. K. Kim, J. S. Cha, H. Nakase and K. Tsubouchi, "Novel FFT LSI for OFDM Using Current Mode Circuit," Ext. Abst. 2000 Int. Conf. Solid State Devices and Materials (SSDM2000, Sendai, Japan), pp.384-385, Aug. 2000.

複写される方へ

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本複写権センターと包括複写許諾契約を締結されている企業の従業員以外は、著作権者から複写権等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の転載・縮写のような複数以外の許諾は、直接本会へご連絡下さい。

〒107-0052 東京都港区赤坂 9-6-41 乃木坂ビル 学術著作権協会
TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail: kamimori@msh.biglobe.ne.jp

アメリカ合衆国における複写については、次に連絡して下さい。

Copyright Clearance Center, Inc.
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA
Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

Except in the USA
Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)
41-8 Akasaka 9-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0052 Japan
TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: kamimori@msh.biglobe.ne.jp
In the USA
Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA
Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: <http://www.copyright.com>

電子情報通信学会技術研究報告 信学技報 Vol.100 No.361
2000年10月12日 発行

IEICE Technical Report

©電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information
and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

社団 電子情報通信学会 事務局長 家田 信明

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号

社団 電子情報通信学会 電話 [03] 3433-6691
郵便振替口座 00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers.
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3 chome, Minato-ku,
TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved
and no part of this publication may be reproduced or transmitted
in any form or by any means, electronic or mechanical, including
photocopy, recording, or any information storage and retrieval system,
without permission in writing from the publisher. Notwithstanding,
instructors are permitted to photocopy isolated articles for
noncommercial classroom use without fee.

13
証明願

平成 13年2月27日

社団法人 電子情報通信学会会長殿

出願人の住所 東京都文京区白山 5-35-2
氏名又は名称 クラリオン株式会社
代理人の住所 東京都江東区富岡 1-11-18
西村ビル 3F
氏名又は名称 西脇国際特許事務所
弁理士 西脇 民雄

添付の（信学技報 Vol.100N0.361）に記載の発表については、下記のとおり、（電子情報通信学会、スベクトル拡散研究会）において、文書に基づいて発表したものであることを証明願います。

記

技術

1. 発表題目 SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線
2. 発表者 高橋 康一 亀田 韶 中瀬 博之 坪内 和夫
3. 発表日 2000年10月19日
4. 発表場所 秋保リゾートホテルクレセント
5. 文書の性格 (電子情報通信学会技術研究報告)
6. 発表の内容 (添付の（信学技報 Vol.100N0.361 SST2000-41~47）のとおり)

証明書

上記証明願のとおり相違ないことを証明する。

平成 13 年 3 月 1 日
〒105-0011 東京都港区芝公園 3-5-8
機械振興会館 2 階 202 号室
(社) 電子情報通信学会
会長 青木 利

ISSN 0913-5685
信学技報 Vol.100 No.361 14

電子情報通信学会技術研究報告

SST 2000-41~47

〔スペクトル拡散〕

2000年10月19日

EiC 案内 電子情報通信学会

電子情報通信学会技術研究報告目次

CONTENTS

〔スペクトル拡散〕

(Spread Spectrum Technology)

(1) SST 2000-41	
タイミング判定法による DS/SS 信号同期捕捉に関する一検討	1
山田 真・神尾寧秀(YRP 基盤研)	
(2) SST 2000-42	
同時送信局数より少ない数の相関器から構成されるマルチユーザー受信機	7
山里敏也・岡田 啓・片山正昭(名大), 小川 明(名城大)	
(3) SST 2000-43	
孤立パイロット信号と構造パイロット応答を用いる CDMA 信号の干渉分析方式	11
富田光博・小沢 智・畔柳功芳(東京工科大), 末広直樹(筑波大)	
(4) SST 2000-44	
〔問題提起〕多元接続干渉のブラインド適応抑圧法	17
宮崎照行(茨城大)	
(5) SST 2000-45	
〔招待論文〕次世代 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク	23
—Reconfigurable WLL—	
坪内和夫(東北大)	
(6) SST 2000-46	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線技術	31
—近似同期 CDMA システム	
高橋廣一・亀田 卓・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	
(7) SST 2000-47	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術	37
—SAW MF を用いたパケット SS-CDMA システム	
飯塚洋介・小室 敦・亀田 卓・吉米地秀一・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	

Note: The articles in this publication have been printed without reviewing and editing as received from the authors.

SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線技術
—近似同期 CDMA システム

高橋 康一 亀田 卓 中瀬 博之 坪内 和夫

東北大学電気通信研究所

〒 980-8577 仙台市青葉区片平 2-1-1
TEL:022-217-5532 FAX:022-217-5533
E-mail: kou@riec.tohoku.ac.jp

あらまし 我々は SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークの上り回線技術として、近似同期 CDMA システムを提案している。このシステムでは、各移動局が下り回線の信号を基に緩やかな同期（近似同期）を取り、各移動局・基地局の距離差に起因する信号の到達時間差を許容し、近似同期状態でもチャネル間の直交性を実現できる近似同期符号を用いる。この近似同期符号は、擬周期化と直交周波数変位手法を用いて設計される。従って、遠近問題の解決のために高精度な送信電力制御（TPC）を必要としない。今回は、キャリア周波数偏移に着目した計算機ミュレーションによる評価と、試作モードを用いた直交周波数変位による 4ch 多重化伝送の実証を行い、本システムが高精度な送信電力制御を必要としない上り回線技術であることを示す。

キーワード 近似同期 CDMA システム、擬周期化、直交周波数変位、近似同期符号、SAW コンボルバ

SS-CDMA Flexible Wireless Network:

Approximately Synchronized CDMA Modem for Uplink

Kouichi Takahashi Suguru Kameda Hiroyuki Nakase Kazuo Tsubouchi

Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University

Katahira 2-1-1, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan
TEL:+81-22-217-5532 FAX:+81-22-217-5533
E-mail: kou@riec.tohoku.ac.jp

Abstract We have proposed an intracell uplink of an SS-CDMA flexible wireless network based on an approximately synchronized (AS) CDMA. The AS-CDMA features no co-channel interference during a guard-chip duration. A sequence with the guard-chip duration can be designed using pseudo periodic method and the orthogonal frequency multi-channel method. The uplink without co-channel interference does not require the complete orthogonal frequency multi-channel method. The uplink without co-channel interference dose not require the complete transmission power control (TPC), which is indispensable in the conventional systems such as IS-95. The AS-CDMA modem has been designed and implemented for Japanese 2.4GHz SS band. Using the implemented AS-CDMA modem, the BER performance of 4ch multi-transmission has been measured. The degradation of E_b/N_0 at a BER of 10^{-3} is 3.5 dB, and the desired-undesired signal power ratio (DUR) is -8 dB.

Key words Approximately synchronized CDMA system, Pseudo periodic method, Orthogonal frequency multi-channel method, SAW convolver

1. はじめに

近年、携帯電話が爆発的に普及し、公衆回線を利用してモバイル環境で音声通信だけでなく電子メールの送受信やインターネットへのアクセス等の様々なサービスを享受できる環境が整いつつある。一方、コンシューマ回線(自宅回線)に目を向けると、2.4GHz ISM帯[1]を利用したワイヤレス LAN やデジタル機器をつなぐ Bluetooth[2]などが提案されているものの、ユーザがワイヤレスネットワークをより柔軟に設置・運用できる技術はまだない。

我々の研究グループでは、符号分割多元接続(CDMA)を用いて、コンシューマ向け無線通信ネットワークをターゲットとした「SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク」の基礎研究・開発を行っている。この技術は、工場構内など劣悪な電波環境下においても高信頼性・高品質の双方向通信を実現し、ユーザによる簡易な設置・運用、さらには有線 LAN 並みの低成本運用を可能とする小規模セルラシステムの構築を目指している。

図 1 に SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークの概念図を示す。このネットワークは、(1) セル間通信に OFDM を用いた 100Mbps 程度の大容量無線リンクを採用し、基地局のフレキシブルな位置を可能とする。(2) セル内通信には日本の 2.4GHz ISM 帯に合わせた SS-CDMA / ATDD(Asymmetric time-division duplex) を採用する。表 1 に目標諸元を示す。

下り回線では、「パケット SS-CDMA システム」[3]-[6]を提案し、すでに試作モデルによる評価を行った。このシステムの特徴は、次の 3 点にある。(1) 各チャネル共通の同期用ブリアンブルに周期 11chip の Barker 符号を用い、これをデータ粒度の符号周期に合わせてバースト送信する。(2) データ送信符号は直交 M 級列を用いて多チャネル化及びマルチコードによる多重化を行う。(3) 受信側で、この同期用ブリアンブルを 2.4GHz 帯フロントエンド動作する AlN/Al₂O₃ SAW MF(surface-acoustic-wave matched-filter) を用いることで、非同期かつ低消費電力で同期捕捉が行える。

上り回線では、移動局がセルの各部に散らばっており、各移動局と基地局との伝播距離が違う。そのため、各移動局から信号が非同期に受信される。従来からある直交 M 級列や Walsh 符号等の直交符号を拡散符号に用いた場合、チャネル間干渉が発生する。また、伝播距離の違いから基地局に到達した各チャネルの信号電力が異なり、基地局から遠い局の信号が近い局の信号によって著しい干渉を受ける遠近問題が発生する。

IS-95 等の従来のシステムでは、遠近問題の解決のために 1dB ステップの高精度な送信電力制御(TPC)を行なっている。しかし、高精度な TPC を実現するには、基地局が 1msec オーダーで各移動局に向けて制御信号を送ること、また移動局は広帯域・広線形性なパワーア

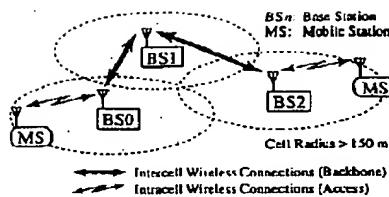


図 1: SS-CDMA フレキシブルネットワークの概念図

表 1: SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークのセル内通信の目標諸元

多セル化方式	FDMA
多元接続方式	SS-CDMA/ATDD
チャネル数	24ch/セル
データ伝送速度	双方向: 64.0 kbps 以上
セル半径	> 150m
周波数帯域	2400~2483.5MHz
移動速度	歩行者程度

ンプが不可欠であることから、システムの複雑化や基地局の莫大な構築コストを許容せざるを得ない。

我々のグループが提案している「近似同期 CDMA システム」[6]-[8] は、各移動局が下り目標の信号を素に機やかな同期(近似同期)を取り、各移動局・基地局間の距離差に起因する信号の到達時間差を許容して直交性を確保できる並行符号(近似同期符号)を用いる。その結果、ガードタップ区間においてチャネル間の直交性を実現し、高精度な TPC を用いることなく遠近問題を解決できる。

本報告では、近似同期 CDMA システムの基礎的な特性を評価することに主眼を置き、次の点について検討した。まず計算機シミュレーションにより、キャリア周波数偏位による BER 特性の評価を行う。次に SAW コンボルバを IF 段で用いたモデルの試作を行い、その特性を示す。

以上より、近似同期 CDMA システムが高精度な送信電力制御を必要としない上り回線技術であることを示す。

2. 近似同期 CDMA システム

2.1 概念

近似同期 CDMA システムでは、符号の直交性を用いてチャネル間を分離し、高精度な TPC を用いることなく遠近問題を解決する。そのため、各移動局からの信号が基地局に届く到達時間差を許容し直交性を確保できる並行符号を用いる。

図 2 に近似同期 CDMA における送受信信号のタイミングチャートを示す。基地局 (BS) が下り信号の送信を

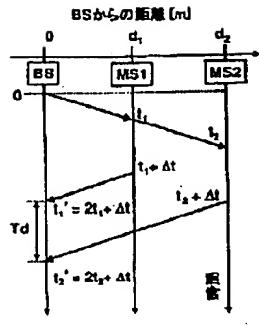


図 2: 送受信号のタイミングチャート

終了し、基地局からの伝搬距離 (d_1) が最短の位置にある移動局 (MS1) の上り信号が到達してから、伝搬距離 (d_2) が最长の位置にある移動局 (MS2) の信号が到達するまでの時間差 (T_d) は、光速を C とすると (1) 式で表せる。

$$T_d = t_2 - t_1 = 2(d_2 - d_1) / C \quad (1)$$

ここで、セル半径を R_{cell} とすると、各移動局から基地局に到達する信号の最大時間差 (T_{dmax}) は、(2) 式と見慣もことができる。

$$T_{dmax} = 2R_{cell} / C \quad (2)$$

近似同期 CDMA システムでは、直交周波数変位手法と擬同期化によって設計された近似同期符号を用いる。直交周波数変位は、擬同期化によって符号の周期性が保たれている時間 (ガードチップ時間; T_g) だけ、チャネル間の直交性を実現する。そこで、ガードチップ時間がこの最大時間差 (T_{dmax}) の 2 倍よりも大きくなるように符号を設計することで、チャネル間干渉をなくし、セル半径 R_{cell} を設計するとチャネル間干渉がなく、高精度な TPC を用いることなく近似同期問題を解決できる。

$$T_g \geq 2T_{dmax} = 4R_{cell} / C \quad (3)$$

なお、実際の電波環境では、マルチパス等の影響で各移動局から基地局に到達する信号の最大時間差がさらに大きくなる。よって、全く干渉のなく通信を行えるセル半径は、これよりも小さくなるが本論文では誤論しない。

2.2 直交周波数変位

近似同期 CDMA システムでは、周波数駆動の直交性を用いてチャネル分離を行う。そのための符号の設計法を、周期 2 の直交系列 $A = \{1, j\}$ を基礎系列を例に用いて

チャネル数を 3ch とする方法を説明する。なお、直交周波数変位はいかなる符号も基底系列とすることが可能である。

まず、基礎系列 A をフーリエ変換 ($\sqrt{2}F_A$) すると、周波数スペクトラム (W_A^0, W_A^1) が得られる。ここで、 $W_A^M = \exp\left(\frac{2\pi\sqrt{-1}}{N}M\right)$ を意味している。

$$\sqrt{2}F_A \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_A^0 \\ W_A^1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

現れた周波数スペクトラムの各要素の間に必要なチャネル数の分だけ 0 を挿入し、($W_A^0, 0, 0, W_A^1, 0, 0$) を生成する。これを巡回し、各列が互いに直交するように要素をずらして配置すると、3 つの列ベクトルからなる (5) 式の左辺の行列となる。この行列に逆フーリエ変換 ($\sqrt{3}F_A^{-1}$) を施すと右辺となる。

$$\sqrt{3}F_A^{-1} \begin{bmatrix} W_A^0 & 0 & 0 \\ 0 & W_A^1 & 0 \\ 0 & 0 & W_A^0 \\ W_A^1 & 0 & 0 \\ 0 & W_A^0 & 0 \\ 0 & 0 & W_A^1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & W_{12}^0 & W_{12}^1 \\ j & W_{12}^1 & W_{12}^0 \\ 1 & W_{12}^1 & W_{12}^0 \\ j & W_{12}^0 & W_{12}^1 \\ 1 & W_{12}^0 & W_{12}^1 \\ j & W_{12}^1 & W_{12}^0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

この行列の第一列目は、基礎系列 A を $k = 3$ 回繰り返すことによって生成された符号 A_0 となる。

$$A_0 = \{A, A, A\} = \{1, j, 1, j, 1, j\} \quad (6)$$

この繰り返しの回数は、直交周波数変位によるチャネル数となり、この場合は 3 となる。

次に、第二列目は、 A_0 の積分時間の逆数に相当する周波数を Δf とした時に、 A_0 に Δf に相当する回転 ($W_{12}^0, W_{12}^1, W_{12}^2, W_{12}^3, W_{12}^4, W_{12}^5$) を与えたものに等しい。第三列目は、 A_0 に $2\Delta f$ に相当する回転を与えたものに等しい。

$$\begin{bmatrix} 1 & W_{12}^0 & W_{12}^0 \\ j & W_{12}^1 & W_{12}^1 \\ 1 & W_{12}^2 & W_{12}^2 \\ j & W_{12}^3 & W_{12}^3 \\ 1 & W_{12}^4 & W_{12}^4 \\ j & W_{12}^5 & W_{12}^5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 * W_{12}^0 & 1 * W_{12}^0 \\ j & j * W_{12}^1 & j * W_{12}^1 \\ 1 & 1 * W_{12}^2 & 1 * W_{12}^2 \\ j & j * W_{12}^3 & j * W_{12}^3 \\ 1 & 1 * W_{12}^4 & 1 * W_{12}^4 \\ j & j * W_{12}^5 & j * W_{12}^5 \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここで、あるチャネルに拡散符号 A_0 、キャリア周波数 f_0 を割り当てるとする。これを $\{A_0\}_{f_0}$ と表すと、この 3ch はそれぞれ $\{A_0\}_{f_0}, \{A_0\}_{f_0+\Delta f}, \{A_0\}_{f_0+2\Delta f}$ となる。

2.3 擬同期化

直交周波数変位によるチャネル間の直交性は、符号の周期性が保たれる時、すなわち四相関の時ののみ成立する。しかしながら、情報伝送を行うための交調を行うと、受

信機の相関器では、奇相間となる場合が存在する。そこで、符号の周周期性を保つように擬周期化を行う。

まず、周期 N の基礎系列 S がある。この前後に符号の周周期性を保つよう、それぞれ L_{chip} の付加チップをつけ、周期 $N+2L$ の符号 S_p を作る。

$$S = \{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{N-1}\} \quad (8)$$

$$S_p = \underbrace{\{s_{N-L}, \dots, s_{N-1}, S, s_0, \dots, s_{L-1}\}}_{L_{chip}} \quad (9)$$

この S_p を S の相関器に入力すると、その出力は長さ $2N+2L-1$ の非周期相互相間となる。その出力のうち中心の長さ $2L+1$ の部分は、基礎系列 S を繰り返した $\{\dots, S, S, S, \dots\}$ を $-L$ から L までシフトした自己相間出力と見なすことができる。この長さ $2L+1$ の区間では符号の周周期性が確保される。この論文では、 S_p を周期 $N+2L$ の擬周期化系列と呼ぶ。

次に、擬周期化系列の E_s/N_0 対 BER 特性について説明する。擬周期化系列 S_p の場合、系列の周期は $N+2L$ であるが、相関器で積分されるのは N しかない。従って符号と符号との干渉が減る。その結果、絶対同期検波を行った理屈的な PSK の E_s/N_0 から $10 \log(\frac{N+2L}{N}) \text{ dB}$ 劣化する。

2.4 近似同期符号の設計

ここでは、4 相周期 16chip の直交符号を基礎系列として近似同期符号の設計方法を説明する。この直交符号は、周期内自己相間特性的サイドロープが“0”という特徴を持ち、本稿では以下のように表記する。

$$O = \{0, 0, 0, 0, 1, 2, 3, 0, 2, 0, 2, 0, 3, 2, 1\} \quad (10)$$

この要素 $m = 0, 1, 2, 3$ は、 $W_i^m = \exp(j\frac{2\pi}{4}m)$ を表す。

この周期 $N = 16$ の基礎系列 O を $k = 2$ 回繰り返し、前後に $L = 8$ ずつ付加チップを付けて、周期 $kN+2L = 48$ の近似同期 CDMA 符号を設計すると、次のように表すことができる。

$$O_p = \{O, O\} \quad (11)$$

$$O_{op} = \underbrace{\{0, 2, 0, 2, 0, 3, 2, 1, O, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 2, 3\}}_{L=8[\text{chip}]} \quad (12)$$

ここで基礎系列 O の繰り返し回数 $k = 2$ 回としたので、直交周波数変位によるチャネル数は $2ch$ となる。

図 3 に設計した符号 O_{op} と参照符号 O との相間波形を示す。ここで T_g は、擬周期化によって生まれたチャネル間干渉のないガードチップ区間を示し、その時間は次式で表すことができる。

$$T_g = \frac{2L}{R_{chip}} \quad (13)$$

表 2: 近似同期符号の指元

基礎系列	4 相周期 16chip 直交符号
符号周期	$Tx: 48 = 3 \times 16 + 2 \times 8$ (擬周期化系列) Rx: 16 (周周期系列)
チップレート	8.421Mpc
シンボルレート	175.4ksp
キャリア周波数	$f_c = 2464 \text{ MHz} + n\Delta f \quad (n = 0, 1)$ $\Delta f = 273.158 \text{ kHz}$

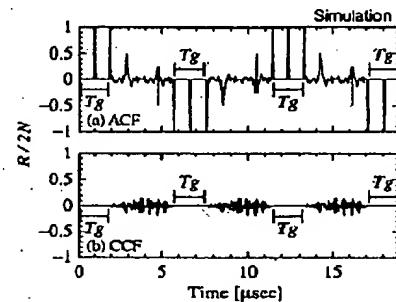


図 3: 近似同期符号の自己相間波形と相互相間波形

ここで、 R_{chip} はチップレートを表す。もし、 $R_{chip} = 8.421 \text{ Mpc}$ 、擬周期化のための付加チップが $L = 8$ の場合、ガードチップ区間 $T_g = 1.9 \mu\text{sec}$ になる。次に、チャネル間干渉がなく通信を行えるセル半径 R_{cell} は次式より求まる。

$$R_{cell} \leq \frac{T_g C}{4} = \frac{LC}{2R_{chip}} \quad (14)$$

この場合は R_{cell} は最大で 143 m となる。

3 キャリア周波数偏差の影響

近似同期 CDMA システムでは、チャネル分離に周波数搬送の直交性を利用した直交周波数変位を用いている。もし、送受信機間や各チャネル間のキャリア周波数に偏差が生じると、チャネル間の直交性の劣化を招き、チャネル間干渉を引き起こす。

そこで、(1) 送受信機間のキャリア周波数偏差の影響、(2) 干渉局のキャリア周波数偏差及び受信電力差の影響、について、計算機シミュレーションを用いて E_s/N_0 対 BER 特性で評価を行った。シミュレーションの指元は表 2 のとおりである。

図 4 は、白色雑音下で送信機 1 対受信機 1 の E_s/N_0 対 BER 特性である。送信機間のキャリア周波数が受信

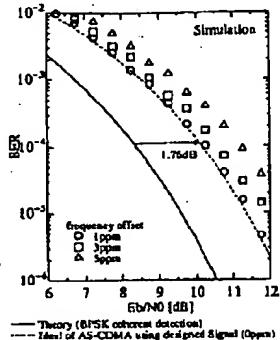


図4: 送受信機間のキャリア周波数偏差の E_b/N_0 対 BER 特性への影響

機に付し 0, 1, 3, 6ppm 偏差している。この周波数偏差 1ppm は、受信は基準校正シンセサイザ [12] 等の技術を用いることで容易に実現できる値である。実線で示したのが BPSK の理論特性、破線で示したのが 2.3 節で説明した擬周期化による影響を考慮した近似同期 CDMA の理論特性で、その差は $10 \log_{10} \frac{1}{4} = -1.76 \text{dB}$ である。キャリア周波数の偏差量が 1 ppm、BER 10^{-3} の時、 E_b/N_0 の劣化量が 0.1dB であり、実用上問題ない。

図5は、干渉局がある場合の E_b/N_0 対 BER 特性である。希望局と受信機間のキャリア周波数偏差ではなく、干渉局のキャリア周波数が 1 ppm 偏差し、希望局と干渉局の受信電力比 (DUR:desired-undesired signal power ratio) を $-20, -25, -30, -35 \text{dB}$ とした。実線で示したのが BPSK の理論特性、破線で示したのが近似同期 CDMA の理論特性である。DUR -30dB 、BER 10^{-3} の時、 E_b/N_0 の劣化量が 0.7dB であることが分かる。

4 SAW コンポルバを用いた近似同期 CDMA モデムの試作と評価

図6に今回試作した近似同期 CDMA システムの試作モデルのブロック図を示す。システムの諸元は表2の通りである。相間器には ZnO/Si SAW コンポルバ (SC-270, Clarion, Co., Japan) [10], [11] を用いている。SAW コンポルバは、参照信号を切り替えることでプログラマブルなマッチフィルタとして動作する。また、SAW コンポルバの積分時間の逆数は直交周波数 Δf に相当し、この場合は積分時間が 3.8μsec であるから $\Delta f = 273.158 \text{kHz}$ となる。送信データ (M(9,4) 級) 及び試験符号 (周波 48chip の近似同期符号) の発生、相間ピクセルを捕捉しデータを復元する判定回路を FPGA (field-

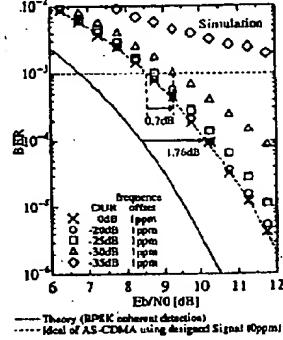


図5: 干渉局のキャリア周波数偏差の E_b/N_0 対 BER 特性への影響

programmable gate-arrays, Xilinx XC4010) に実装した。受信側で SAW コンポルバからの相間出力を同期検波し、ガードチップ区間に現れた相間ピクセルを A/D コンバータで FPGA に取り込み、データ判定を行った。

並列符号には、直交周波数変位によるチャネル数を 4ch とするために $M(3,1)$ を基にした周波 $N = 8$ の直交 M 系列 M を $L = 4$ 回繰り返し、前後に $L = 8$ ずつ付加チップを付けて、周期 $kN + 2L = 48$ の近似同期符号 M_{ap} を用いた。

$$M = \{0, 2, 0, 0, 2, 2, 2, 0\} \quad (15)$$

$$M_{ap} = \{M, M, M, M\} \quad (16)$$

$$M_{ap} = \{0, 2, 0, 0, 2, 2, 2, 0, M, 0, 2, 0, 0, 2, 2, 2, 0\} \quad (17)$$

図7は、試作モデルを用いて行った E_b/N_0 対 BER 特性の実測結果である。実線で示したのが近似同期 CDMA の理論特性、破線で示したのが理論特性を 3.5dB シフトしたものである。希望局のみ (○) の状態から直交周波数変位による 4ch 多重を行い (△)、さらに各干渉局の DUR を -8dB 上げてし (□)、BER 10^{-3} の時の E_b/N_0 の劣化量が約 1.0dB であり各チャネルが十分に直交していると自覚する。

なお、現時点では BER の実測結果が近似同期 CDMA の理論特性から外れているが、SAW コンポルバへの入力電力や IF 帯バンドパスフィルタの帯域等を最適化することで、この劣化量を改善可能である。

5 まとめ

我々は SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークの上り回線として、遠近問題解決のために高精度な送

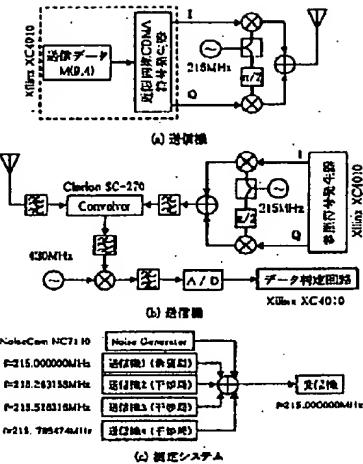


図6: 試作モデルのブロック図

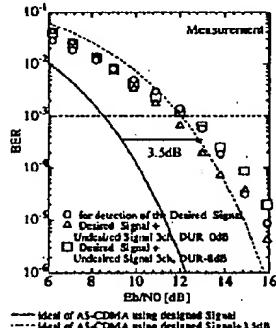


図7: 試作モデルの E_b/N_0 対 BER 特性

信電力割合 (TPC) を用いない近似同期 CDMA システムを提案している。

本報告では、近似同期 CDMA システムの設計に必要な周波数偏差によるチャネル干渉の問題に着目した計算シミュレーションによる評価を行い、(1) 送受信機間のキャリア周波数の偏差量が 1 ppm、BER 10^{-3} の時、 E_b/N_0 の劣化量が 0.1dB であること、(2) 千涉局のキャリア周波数偏差が ±1 ppm、DUR = 30dB、BER 10^{-3} の

時、 E_b/N_0 の劣化量が 0.7dB であることを示した。また、近似同期 CDMA システムの試作モデルを用いた直交周波数変位による 4ch 多重化伝送の実証を行い、直交周波数変位による 4ch 多重化伝送を行い、希望局のみの時と比べて BER 10^{-3} の時、 E_b/N_0 の劣化量が約 1.0dB であることを示した。

これより、干渉局の周波数偏差及び送信電力差の影響は小さく、近似同期 CDMA システムが高精度な送信電力制御を必要としない上り回線技術であることを示した。

参考文献

- [1] 住友電気工業会、第二世代省電力データ通信システム／ワイヤレス LAN システム、ARIB STD-B6、1999.
- [2] Bluetooth Special Interest Group (SIG), "Specification of the Bluetooth system," ver.1.0B, Dec. 1999.
- [3] K. Tsuibouchi and K. Matsu, "Spread spectrum wireless card using 2.4 GHz front-end SAW matched filter," Proc. Int. Workshop Commercial Radio Sensor and Commun. Techniques, Saldingen, Germany, April 1997.
- [4] 田吉克幸、益一哉、坪内和夫、"2.4GHz帯フロントエンドSAWマッチドフィルタを用いたパケットSS-CDMA方式," 雜誌社報, ST198-47, pp.45-50, 1998年12月。
- [5] H. Nakao, Y. Iizuka, S. Kaneda, S. Terauchi, A. Komuro and K. Tsuibuchi, "SS-CDMA Flexible Wireless Network: Packet SS-CDMA Modem Using SAW Matched Filter for Downlink," to be presented in 7th Int. Workshop Mobile Multimedia Commun. (MoMuC 2000), Tokyo, Japan, Oct. 2000.
- [6] N. Suehiro, "Approximately synchronized CDMA system without co-channel interference using pseudo-periodic sequences," Proc. Int. Symp. Personal Commun. (ISPC'93), Nanjing, China, pp.179-184, Oct. 1993.
- [7] N. Suehiro, "A digital design without co-channel interference for approximately synchronized CDMA systems," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.12, no.5 pp.837-841, June 1994.
- [8] N. Suehiro, T. Karuwa and K. Terauchi, "SAW implementation of quadriphase signals for approximately synchronized CDMA systems without detection sidelobe nor co-channel interference," 1997 Int. Symp. Radio Propagation (ISRP '97), Qingdao, China, pp.474-477, Aug. 1997.
- [9] S. Kaneda, K. Takahashi, T. Karuwa, J. S. Cha, H. Nakao, K. Matsu and K. Tsuibuchi, "Design and implementation of intracell reverse link using approximately asynchronous CDMA," 11th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC '2000), London, UK, pp.256-260, Sept. 2000.
- [10] K. Tsuibuchi, S. Minagawa and N. Mikashiba, "Basic characteristics of surface-acoustic-wave convolver in monolithic MIS structure," J. Appl. Phys., vol.47, no.12, pp.5187-5190, Dec. 1976.
- [11] S. Minagawa, T. Okamoto, T. Nitissawa, K. Tsuibuchi and N. Mikashiba, "Efficient ZnO-SiO₂-Si acousto wave convolver," IEEE Trans. Sonics & Ultrason., vol.SU-33, no.5, pp.670-674, Sept. 1985.
- [12] <http://www.nttdocomo.co.jp/corporate/rd/tech/cf.html>

72
複写される方へ

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本複写権センターと包括複写許諾契約を締結されている企業の従業員以外は、著作権者から複写権等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の枚数・回数のような複数以外の許諾は、直接本会へご連絡下さい。

〒107-0052 東京都港区赤坂9-6-41 乃木坂ビル 学術著作権協会
TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail: kammori@msh.biglobe.ne.jp
アメリカ合衆国における認定については、次に連絡して下さい。
Copyright Clearance Center, Inc.
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA
Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

Except in the USA
Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)
41-6 Akasaka 9-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0062 Japan
TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: kammori@msh.biglobe.ne.jp

In the USA
Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA
Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: <http://www.copyright.com>

電子情報通信学会技術研究報告 信学技報 Vol.100 No.361
2000年10月12日 発行

IEICE Technical Report

©電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information
and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

社団 電子情報通信学会 事務局長 家田 信明
法人

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号

社団 電子情報通信学会 電話 (03) 3433-6691
法人 邮便振替口座00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers,
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3 chome, Minato-ku,
TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved
and no part of this publication may be reproduced or transmitted
in any form or by any means, electronic or mechanical, including
photocopy, recording, or any information storage and retrieval system,
without permission in writing from the publisher. Notwithstanding,
instructors are permitted to photocopy isolated articles for
noncommercial classroom use without fee.



23

証 明 願

平成 13年2月27日

社団法人 電子情報通信学会会長殿

出願人の住所 東京都文京区白山 5-35-2
氏名又は名称 クラリオン株式会社
代理人の住所 東京都江東区富岡 1-11-18
西村ビル 3F
氏名又は名称 西脇国際特許事務所
弁理士 西脇 民雄

添付の（信学技報 Vol.100N0.361）に記載の発表については、下記のとおり、（電子情報通信学会、スペクトル拡散研究会）において、文書に基づいて発表したものであることを証明願います。

記

技術
坪内 和夫

1. 発表題目 SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線
2. 発表者 飯塚 洋介 小室 敦 亀田 卓 苫米地 秀一 中瀬 博之
3. 発表日 2000年10月19日
4. 発表場所 秋保リゾートホテルクレセント
5. 文書の性格（電子情報通信学会技術研究報告）
6. 発表の内容（添付の（信学技報 Vol.100N0.361 SST2000-41~47）のとおり）

証 明 書

上記証明願のとおり相違ないことを証明する。

平成 13年 3月 1日
〒105-0011 東京都港区芝公園 3-5-8
機械振興会館 2階 202号室
(社) 電子情報通信学会
会長 青木 和晴



ISSN 0913-5685
信学技報 Vol.100 No.361

電子情報通信学会技術研究報告

SST 2000-41~47

〔スペクトル拡散〕

2000年10月19日

EIC 電子情報通信学会

電子情報通信学会技術研究報告目次

CONTENTS

(スペクトル拡散)

(Spread Spectrum Technology)

(1) SST 2000-41	
タイミング判定法による DS/SS 信号同期捕捉に関する検討	1
山田 真・神尾亨秀(YRP 基盤研)	
(2) SST 2000-42	
同時送信局数より少ない数の相間器から構成されるマルチユーザー受信機	7
山里敏也・岡田 啓・片山正昭(名大)、小川 明(名城大)	
(3) SST 2000-43	
孤立パイロット信号と模造パイロット応答を用いる CDMA 信号の干渉分析方式	11
富田光博・小沢 智・畔柳功芳(東京工科大)、末広直樹(筑波大)	
(4) SST 2000-44	
(問題提起)多元接続干渉のプラインド適応抑圧法	17
宮崎照行(茨城大)	
(5) SST 2000-45	
(招待論文)次世代 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク	23
—Reconfigurable WLL—	
坪内和夫(東北大)	
(6) SST 2000-46	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線技術	31
—近似同期 CDMA システム	
高橋康一・亀田 卓・中嶺博之・坪内和夫(東北大)	
(7) SST 2000-47	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術	37
—SAW MF を用いたパケット SS-CDMA システム	
坂塚洋介・小室 敦・亀田 卓・吉米地秀一・中嶺博之・坪内和夫(東北大)	

Note: The articles in this publication have been printed without reviewing and editing as received from the authors.

SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術
-SAW MFを用いたパケットSS-CDMAシステム

飯塚 洋介 小室 敦 亀田 卓 苫米地 秀一 中瀬 博之 坪内 和夫

東北大大学 電気通信研究所

〒980-8577 仙台市青葉区片平2-1-1
TEL:022-217-5532 FAX:022-217-5533
E-mail: y-iizuka@riece.tohoku.ac.jp

あらまじ 我々はコンシューマ回線をターゲットとしたSS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術として、送信部並散信号同期用に全チャネル共通のプリアンブルを割り当てるパケットSS-CDMAシステムを提案している。この同期用のプリアンブルを用いることで受信信号のインライン相間が可能となり、受信機構成を簡略化できることが本システムの特徴である。本報告は(1)受信部にフロントエンドで動作する受動素子のSAW MFを用いて試作した受信機の白色雑音下における E_b/N_0 対BER特性の評価、(2)計算機シミュレーションを用いたマルチパス伝搬路による遅延波の影響の評価、(3)新たなパケット構成についての提案、よりパケットSS-CDMAシステムが下り回線技術として実用上有能であることを示す。

キーワード パケットSS-CDMAシステム、ダウンリンク、2.4GHzフロントエンド SAWマッチドフィルタ

SS-CDMA Flexible Wireless Network:
Packet SS-CDMA System Using SAW Matched Filter for Downlink
Y.Iizuka A.Komuro S.Kameda S.Tomimichi H.Nakase K.Tsubouchi
Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University

Katahira 2-1-1, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan
Phone:+81-22-217-5532 Fax:+81-22-217-5533
E-mail: y-iizuka@riece.tohoku.ac.jp

Abstract We have proposed packet SS-CDMA system for downlink of SS-CDMA flexible wireless network. Packet SS-CDMA system is allocated common preamble to all channels for synchronization the transmission part. The code de-spreading of data part is carried out using in-line de-spreader. In this paper, we examine (1)implementation and evaluation of packet SS-CDMA modem using a SAW Matched Filter, (2)evaluation of influence of delay wave by multi-path using computer simulation, and (3)proposal of new packet composition.

key words Packet SS-CDMA, Downlink, 2.4GHz Front-End SAW Matched Filter

1 はじめに

近年の携帯電話の普及はめざましく、インターネット接続を可能とするモード等の出現により携帯電話がモバイル情報端末としての役割を果たしつつある。一方、コンシューマ回線を利用した Bluetooth[1] が提案され、PAN(Personal Area Network) の構築が可能となった。

しかし、Bluetooth は短距離を対応するものであり、より規模の大きい、工場、店舗といった敷地内をワイヤレス接続するネットワーク環境は必要不可欠なものである。

そこで、我々は、コンシューマ回線をターゲットとした低コストかつ高効率なネットワーク構築を実現する SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク [2] [3] を提案している。

ネットワークの構成図を図 1 に示す。このネットワークの特徴として以下の 2 点が挙げられる。

1. セル間通信に 5GHz 帯の OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 通信を採用し、有線並の大容量通信 (100Mbps) を確保する

2. セル内通信に運用免許不要な 2.4GHz ISM バンド [4] で動作する SS-CDMA を採用し、高信頼な無線通信が可能

セル内通信の目標システム諸元を表 1 に示す。

セル内上り回線（移動局→基地局間通信）として我々は近似同期 CDMA システム [5] を提案している。近似同期 CDMA システムでは信号の到達時間差を許容する拡散符号（近似同期符号 [5]）と直交周波数変位を採用することでチャネル間の直交性を維持するため、既存の IS-95、W-CDMA で採用されている精度の高い送信電力制御が必要としない送信が可能である。

セル内下り回線（基地局→移動局間通信）では、基地局から各移動局へ一斉送信するため、各チャネル信号が同期している。よって、送信信号のデータ部に直交符号を用いた多重化が可能となる。そこで我々は拡散符号同期用に全チャネル共通のプリアンブルを割り当てるパケット SS-CDMA システム [6]-[9] を提案している。この同期プリアンブルを用いることで受信信号のインライン相関が可能となり、データ部の相関操作を簡略化できることが本システムの特徴である。

この相間操作を行う際に重要なのが直交同期符号が可能で高効率動作する相間器である。また、受信機が携帯無線端末となるため、小型かつ低消費電力も要求される。

相間器としてディジタルマッチドフィルタ (Digital Matched Filter; 以下 DMF) および弹性表面波マッチドフィルタ (Surface-Acoustic-Wave Matched Filter; 以下 SAW DMF) 等が挙げられる。

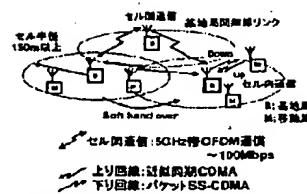


図 1: SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク

表 1: 目標システム諸元 (セル内通信)

多元接続方式	SS-CDMA/ATDD
チャネル数	24ch/cell
セル半径	150m 以上
データレート	音声レート: 64kbit/s/ch 2.4GHz 帯 ISM1 band
周波数帯	2.4GHz 帯 ISM1 band
帯域幅	83.5MHz

DMF は拡散コードを容易に書き換えるが、SI デバイスであり、動作速度が遅く、動作領域がベースバンドに限られる。また、DMF は動作速度の高速化にともない消費電力が大きくなるので現状のままで移動携帯端末には適さない。

それに対して我々のグループで研究を行っている SAW DMF は拡散コードのプログラマビリティがないといった欠点を持つものの、RF フロントエンドで動作する受信素子であるので、キャリア同期が不要、かつ低消費電力で動作する。よって、移動携帯端末の相間器として最適であり、簡素で安価を目標とする SS-CDMA フレキシブルネットワークにおいて SAW DMF は必要不可欠なデバイスであるといえる。

本報告では以下の 3 点についての検討を行った。

1. SAW DMF を用いたパケット SS-CDMA システムの送受信機を試作し、白色雜音下での評価を行い、 E_b/N_0 対 BER 特性の測定から 4ch までの多重化を実証

2. マルチパス伝搬路による遅延波の影響を計算機シミュレーションを用いて評価し、符号長 64chip 歪交山系列の多重化可能なチャネル数の考察

3. セル内通信の目標値を達成する拡散符号と伝送方式についての検討

以上の検討からパケット SS-CDMA システムが簡素で安価な受信機構成の下、多重化の実現が可能であることを、先に示したセル内通信の目標値を満たすことを示し、我々の提案する SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークドリリ回線として適用可能であることを示す。

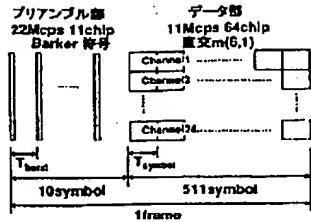


図2: パケット構成

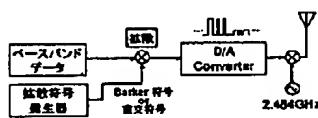


図3: 送信機構成

2 パケット SS-CDMA システム

2.1 パケット構成

送信状況のパケット構成を図2に示す。送信信号は拡散されたデータ部と、拡散符号同期用のブリアンブル部で構成されている。

全チャネル共通のブリアンブル部は符号長11chipのBarker符号をチップレート22Mcpsでバースト送信する。このとき、バースト間隔周期 T_{burst} をデータ周期 T_{symbol} と同じ1symbolとすることでチップ同期とシンボル同期を同時に補足できる。

1frameあたりのsymbol数はデータ部拡散符号の同期獲得の確実性を考慮し、10symbolとしている。

データ部は前述のようにチャネル間が同期しているため、直交符号による多重化が可能である。そこで、直交符号として符号長6chipの直交m系列(6,1)を採用している。直交m系列の特徴から最大で63chまでの多分化が可能であり、目標チャネル数24chを十分満たすことができる。

1frameあたりのsymbol数は同期保持時間を考えし、51symbolをチップレート11Mcpsで送信する。このとき、1次変調にQPSK変調を用いることで上り回線に対する回線TDD 3:1において1chあたりのデータレートは84kbit/s/chとなり、目標値である64kbit/s/chを達成できる。

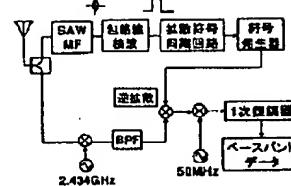


図4: 受信機構成

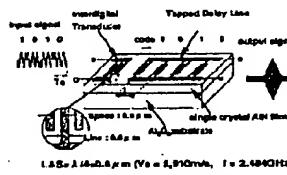


図5: SAW MF構成図

2.2 送受信機およびSAW MFの構成

送信機の構成図を図3に示す。送信機ではブリアンブル部に Barker 符号、データ部に直交 m 系列を用いて拡散し、D/A Converter でアナログ信号に変換する。その後、搬送波周波数 2484MHz で送信する。

受信機の構成図を図4に示す。受信機ではまず、ブリアンブルによる SAW MF 相関ピーク出力を包絡線検波して、ベースバンド信号に落とす。この信号の発生タイミングを受けて、拡散符号同期回路がデータ部拡散符号に同期した参照符号を発生し、データ部との逆拡散を行う。その後、1次変調を行いベースバンドデータを得る。なお、SAW MF は我々の研究グループで研究、開発した AlN/Al₂O₃ 納米 SAW MF[10] を用いた。

この SAW MF の構成図を図5に示す。受信信号が入力されると IDT(Interdigital Transducer) で SAW に変換され、TDL(Tapped Delay Line) 上を伝搬する。TDL は拡散符号と等しくなるように配置され、TDL 制と受信信号が一致した時、タップ電極の電圧が加算され相関ピークを出力する。

2.4GHzにおいて SAW 起きるため必要な IDT の L&S(Line & Space) の値は 0.6μm であり、通常の光リソグラフィで容易に実現可能である。

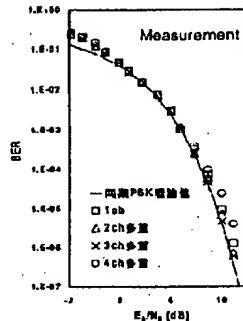


図 6: SAW MF を用いた受信機の静特性における E_s/N_0 対 BER 特性

3 パケット SS-CDMA システムの静特性における評価

図 6 に SAW MF を用いて試作した送受信機の静特性における E_s/N_0 対 BER 実測特性を示す。逆拡散後の 1 次復調に BPSK キャリア給り同期検波を用いているので、理論曲線は同期 PSK の誤り率

$$P_{PSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad \gamma = E_s/N_0$$

となる。

各点はデータ部に真なる直交 m 系列によってそれぞれ 1ch から 4ch に多重化した実測値である。なお、実測値には狭帯域復調回路の劣化分補正を加えた値で表している。

BER 特性から、4ch に多重化しても多重化による影響は微少で、BER 10^{-3} において理論曲線からの劣化はほぼ見られない。また、 $E_s/N_0 = -2 \sim 2$ dB 付近において BER が理論曲線からはずれている。これはデータ部だけではなく、プリアンブル部も白色雑音の影響を受け、拡散符号同期に失敗し、データ部の逆拡散処理がうまく行わらないフレーム誤りが起っているものだと考えられる。

以上より SAW AIF を用いた受信機構成で逆拡散処理による多重化の復調が 4ch まではほぼ正常に行われていることを確認した。

4 マルチバス伝搬路における遅延波の影響

これまでの検討では白色雑音のみを考慮したものであったが実際の伝搬路を考えた場合、送信信号は様々な障害物によって反射、回折、散乱するマルチバス伝搬路を伝搬することになる。

そこで室内マルチバス伝搬路における遅延波の影響を計算シミュレーションによって求め、 E_s/N_0 対 BER 特性

表 2: 遅延プロファイル

遅延波	遅延時間 [μs]	振幅 [dB]
0	0	0
1	100	-3.6
2	200	-7.2
3	300	-10.8
4	500	-18
5	700	-25.2

表 3: マルチバス伝搬路シミュレーション諸元

拡散符号	直交 m 系列 Gchip
1 次変調方式	QPSK
多重チャネル数	63ch, 31ch, 21ch, 15ch
チップレート	11Mbps
データレート	84kbps/s/ch
周波数帯	2.4GHz # ISM band

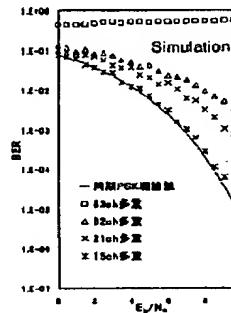


図 7: マルチバス遅延を考慮した E_s/N_0 対 BER 特性

性から拡散符号として直交 m 系列 Gchip を用いた場合の最大多重チャネル数についての検討を行った。

表 2 に今回のシミュレーションに用いた室内環境における遅延プロファイルを示す。このプロファイルは ITU-R[11] で用いられている遅延プロファイルであり、直線波に対する遅延波 5 波について検討を行った。なお、今回用いたのは遅延時間ならびに振幅の就寝量で、レイリーフェージングによる急激な振幅変動は考慮していない。直交 m 系列は生成行列で構成される系列間との相互相關値が同期点近傍で大きいという特性を持つため、最適な符号を選択することで遅延波の影響を抑えることができる。そこで、多重チャネル数はそれぞれ 31ch, 21ch, 15ch とした場合の評価を行った。シミュレーション諸元を表 3 に示す。

図 7 はシミュレーション結果である。21ch 多重した場合で BER 10^{-3} で理論曲線からの劣化が約 2~3dB、理論曲線からの劣化なく通信可能な多重チャネル数は 15ch であることが分かる。

5 新たなパケット構成の検討

前述のシミュレーション結果からマルチバス環境において最大多重チャネル数が 15ch であることが明らかになった。これは目標としていたセル内 21ch 多重を下回るものである。そこで、同じマルチバス環境で多重チャネル数 24ch とする方法について検討する。

はじめに拡散符号である直交 m 系列 Gchip を倍の 128chip にすることを考える。直交 m 系列は符号間干渉によって遅延波の影響を抑えることができる所以単純に最大多重チャネル数は倍の 30ch になる。

しかし、多重チャネル数とデータレートにはトレードオフの関係があるので拡散符号を併用することによって、データレートが半分になってしまい、目標データレート 0.4kbit/s/ch を下回ってしまう。

そこで、直交 m 系列 128chip を拡散符号として用いてもデータレート 0.4kbit/s/ch 以上を確保する伝送方式として M-ary 方式およびマルチコード伝送方式 [8] を用いることを検討した。

マルチコード伝送方式は 2ch を 1つに束ねて伝送する方式で、送信信号の振幅が大きくなるといった欠点を持つものの 1つの拡散符号で 4bit の伝送が可能となる。

次に、2 つの符号を用いた M-ary 方式(以下、2-ary 方式)の送受信機構成図を図 8,9 に示す。

送信機ではまず、入力データ 1bit に対応する符号 (A,B) を符号発生器から発生し、変調器に入力する。変調器で次のデータ 2bit に QPSK 变調を施し、先ほどの符号で拡散を行い送信する。

受信機では、送信機と同じく 2 つの符号発生器から符号を発生させ、その各々が受信信号と乗算を行った後、積分をする相間操作を行う。その出力を最大信道選択回路で比較し、最大となるものを出力する。最後に 1 次復調として QPSK 变調を行い、2bit データを得る。よって、2-ary 方式では 1 つの拡散符号に対して 3bit の伝送が可能となる。

チップレートを 12.288Mcps とした場合のデータレートはマルチコード伝送方式: 92.3kbit/s/ch, 2-ary 方式: 69.2kbit/s/ch となり、この 2 つの方式いずれかを用いれば拡散符号で直交 m 系列 128chip を用いても目標データレートを十分達成できる。

この 2 つの伝送方式を 24ch に多重化した場合の、それぞれに対する遅延波の影響を計算機シミュレーションにより E_b/N_0 対 BER 特性から求めた。シミュレーション結果を表 2 を用いて示す。

図 10 はシミュレーション結果である。なお、遅延プロファイルは先ほどの表 2 を用いた。

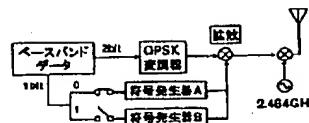


図 8: 2 符号を用いた M-ary 方式の送信機構成

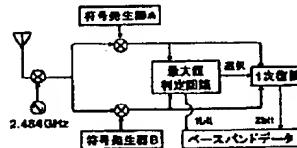


図 9: 2 符号を用いた M-ary 方式の受信機構成

表 4: M-ary 方式のシミュレーション諸元

拡散符号	直交 m 系列 128chip
多重チャネル数	24ch
チップレート	12.288Mcps
データレート	M-code: 92.3kbit/s/ch 2-ary: 69.2kbit/s/ch
周波数帯	2.4GHz in ISM band

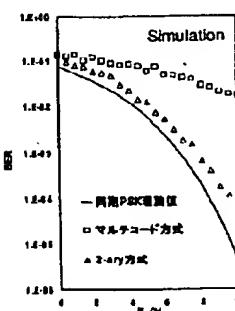


図 10: マルチバス遅延を考慮した E_b/N_0 対 BER 特性

この結果からマルチコード伝送方式は劣化が強く、24chの多重化が困難であることが分かる。それに対して、2-ary方式は劣化量が IEEE10-3において約1dBと低く、マルチバス環境においても24ch多重が可能であることが分かる。

以上から拡散符号として符号長128chip直交m系列を用い、2-ary方式で伝送することでセル内通信の目標値データレート64kbit/s/ch、多重チャネル数24chを達成することが可能である。

6まとめ

本報告ではSS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線における、パケットSS-CDMAシステムの有能性について検討した。その結果を以下にまとめた。

1. パケットSS-CDMAシステムのパケット構成および、送受信機の構成を明らかにし、SAW MFを用いた受信機回路の E_b/N_0 対 BER 特性から4diまでの多重化がほぼ劣化なく行われていることを示した。
2. マルチバスによる遅延波の影響を計算機シミュレーションを用いた E_b/N_0 対 BER 特性から求め、拡散符号として直交m系列64chipを用いた場合は理論曲線から劣化なく追跡可能な最大チャネル数が15chであることを示した。

3. 拡散符号として符号長128chipの直交m系列を採用し、2符号のM-ary方式で伝送することで、マルチバス環境においてもセル内通信における自爆システム24ch、64kbit/s/chを十分満たすことを示した。

以上から、パケットSS-CDMAシステムがSS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術に適用可能であることを明らかにした。

参考文献

- [1] Bluetooth Special Interest Group (SIG), "Specification of the Bluetooth system," ver.1.0B, Dec. 1000.
- [2] K.Tsubouchi and K.Masu, "Wireless multimedia: SS-CDMA technology," Proc. Int. Symp. Future of Intellectual Integrated Electronics (ISFILE), Sendai, pp.259-268, March. 1999.
- [3] S.Kameda, K.Takahashi, T.Kamata, J.S.Cha, H.Nakase, K.Masu and K.Tsubouchi, "Design and Implementation of intracell reverse link using approximately synchronized CDMA," Proc. 11th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC2000), London, UK, pp.250-260, Sept. 2000.
- [4] 社団法人電波産業会, "第二世代小電力データ通信システム/ワイヤレスLANシステム," ARIB STD-T68, ver.1.0.
- [5] N.Suehiro, "Approximately synchronized CDMA system without co-channel interference using pseudo-periodic sequences," Proc. Int. Symp. Personal Commun. (ISPC'93), Nanjing, China, pp.179-184, Oct. 1993.
- [6] 元吉克希, 益一哉, 坪内和夫, "2.4GHz帯フロントエンドSAWマッチドフィルターを用いたパケットSS-CDMA方式," 信号技術, SST98-47, pp.45-50, 1998年12月。
- [7] 飯塚洋介, 苫米地秀一, 小室敦, 中瀬博之, 坪内和夫, "SAW MFを用いたパケットSS-CDMA方式のマルチコード伝送の実証," 信号ソサイ, A-5-5, 2000年10月。
- [8] 亀田卓, 苫米地秀一, 飯塚洋介, 中瀬博之, 坪内和夫, "SAW MFを用いたパケットSS-CDMA方式の高速伝送に関する検討," 信号ソサイ, A-5-6, 2000年10月。
- [9] H.Nakase, Y.Iizuka, S.Kameda, S.Tanabechi, A.Komuro and K.Tsubouchi, "SS-CDMA flexible wireless network: packet SS-CDMA modem using SAW matched filter for downlink," to be presented in 7th Int. Workshop Mobile Multimedia Commun. (MoMuC 2000), Tokyo, Japan, Oct. 2000.
- [10] K.Tsubouchi and K.Masu, "Spread spectrum wireless card using 2.4GHz front-end SAW matched filter," Int. Workshop Commercial Radio Sensor and Commun. Techniques, Sindelfingen, Germany, April. 1997.
- [11] Procedure for evaluation of transmission technologies for FPLMTS, ITU-R TG8-1/TEMP/233-E, Sept. 1005.

32
複写される方へ

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本複写権センターと包括複写許諾契約を締結されている企業の従業員以外は、著作権者から複写権等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の版権・翻訳のような複写以外の許諾は、直営本会へご連絡下さい。

〒107-0052 東京都港区赤坂9-6-41 乃木坂ビル 学術著作権協会
TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail: karmori@nsh.biglobe.ne.jp

アメリカ合衆国における複写については、次に連絡して下さい。

Copyright Clearance Center, Inc.
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA
Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

Except in the USA
Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)
41-6 Akasaka 9-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0052 Japan
TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: karmori@nsh.biglobe.ne.jp
In the USA
Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA
Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: <http://www.copyright.com>

電子情報通信学会技術研究報告 信学技報 Vol.100 No.361
2000年10月12日 発行

IEICE Technical Report

◎電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information
and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

社団 電子情報通信学会 事務局長 長田 信明

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号

社団 電子情報通信学会 電話 (03) 3433-6691
郵便振替口座00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers,
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg. 5-8, Shibakoen 3 chome, Minato-ku,
TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved
and no part of this publication may be reproduced or transmitted
in any form or by any means, electronic or mechanical, including
photocopy, recording, or any information storage and retrieval system,
without permission in writing from the publisher. Notwithstanding,
instructors are permitted to photocopy isolated articles for
noncommercial classroom use without fee.

33
証明願

平成 13年2月27日

社団法人 電子情報通信学会会長殿

出願人の住所 東京都文京区白山 5-35-2
氏名又は名称 クラリオン株式会社
代理人の住所 東京都江東区富岡 1-11-18
西村ビル 3F
氏名又は名称 西脇国際特許事務所
弁理士 西脇 民雄

添付の (信学技報 Vol.100N0.362) に記載の発表については、下記のとおり、(電子情報通信学会、スペクトル拡散研究会)において、文書に基づいて発表したものであることを証明願います。

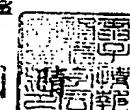
記

1. 発表題目 パケットSS-CDMA通信用ワンチップモデム
2. 発表者 北岸 洋一 亀田 卓 中瀬 博之 坪内 和夫
3. 発表日 2000年10月20日
4. 発表場所 秋保リゾートホテルクレセント
5. 文書の性格 (電子情報通信学会技術研究報告)
6. 発表の内容 (添付の (信学技報 Vol.100N0.362 SST2000-48~53) のとおり)

証明書

上記証明願のとおり相違ないことを証明する。

平成 13年3月1日
〒105-0011 東京都港区芝公園 3-5-8
機械振興会館 2階 202号室
(社) 電子情報通信学会
会長 青木 利



ISSN 0913-5685
信学技報 Vol.100 No.362

電子情報通信学会技術研究報告

SST 2000-48~53

〔スペクトル拡散〕

2000年10月20日

EiC 楽器 電子情報通信学会

電子情報通信学会技術研究報告目次

CONTENTS

〔スペクトル拡散〕

〔Spread Spectrum Technology〕

(1) SST 2000-48 パケットSS-CDMA 通信用ワンチップモデム.....	1
北岸洋一・龜田 駿・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	
(2) SST 2000-49 マルチバス環境下における完全相補系列 CDMA 方式の相関特性について.....	7
高橋正和(東洋通信機)・齊柳功芳(東京工科大)・末広直樹(筑波大)	
(3) SST 2000-50 拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列.....	13
島井秀幸・中村 誠(神奈川工科大)・末広直樹(筑波大)	
(4) SST 2000-51 帯域分割型マルチキャリア CDMA における伝送路推定に関する一検討.....	19
藤井雅弘・木下陽介・岡 学人・伊丹 誠・伊藤祐二(東京理科大)	
(5) SST 2000-52 MMFSK方式の検討一ホッピングパターン構成法および並列システム構成法一.....	25
門谷拓也・丸林 元(創価大)	
(6) SST 2000-53 周囲成分の統計量に基づく簡易な電子透かし手法の最大埋め込み情報量に関する検討…	31
齋古正明・長谷川孝明(埼玉大)	

Note: The articles in this publication have been printed without
reviewing and editing as received from the authors.

パケット SS-CDMA 通信用ワンチップモデム

北岸洋一 亀田卓 中瀬博之 塚内和夫

東北大學 電気通信研究所

〒980-8577 仙台市青葉区片平2-1-1
TEL: 022-217-5532 FAX: 022-217-5533
E-mail: kitagishi@riec.tohoku.ac.jp

あらまし 我々は、チップ同期と送波数を分離したパケット SS-CDMA システムを提案している。送信フレームは、同期部とデータ部で構成される。同期部の短い拡散符号をマッチトフィルタを用いて検出しチップ同期を確立する。データ部は回路構成が簡単なインライン相關により逆拡散を行う。本報告では、デジタルマッチトフィルタ(DMF)を用いたパケット SS-CDMA 通信の送受信回路の1チップ化の実現を目指とする。FPGAによる状況評価を行い、パケット SS-CDMA システム及び TDD による全二重通信が実現可能であることを示す。また、簡素な回路で実現可能な位相、周波数オフセット試験補償法を提案し、その評価を行う。

キーワード パケット SS-CDMA、ダウンリンク、ワンチップモデム、位相補償回路

One Chip Modem for Packet SS-CDMA Scheme

Youichi Kitagishi, Suguru Kameda, Hiroyuki Nakase and Kazuo Tsubouchi

Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University

Katahira 2-1-1, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan
Phone: +81-22-217-5532 Fax: +81-22-217-5533
E-mail: kitagishi@riec.tohoku.ac.jp

Abstract We have proposed a packet SS-CDMA scheme for downlink of SS-CDMA flexible wireless cellular network. The transmission frame is composed of preamble part with 11chip Barker code and data part with orthogonal m-sequence. The chip synchronization is established by detecting short spreading code of preamble part using matched filter. The data part is despread using a simple in-line correlator. Multi-channel downlink of 24 channels can be designed using orthogonal m-sequence. We have designed one chip downlink modem of the packet SS-CDMA. The method of compensate on phase off-set is proposed. The one-chip modem using field programmable gate arrays(FPGA) has been implemented. The BER performance is improved by using the phase compensating circuit.

key words Packet SS-CDMA, Downlink, Onechip modem, Phase compensating circuit

1 はじめに

現在、公衆回線によって提供される無線アクセス環境は充実しており、携帯電話やPHSが急速に普及し、その端末数は全国で6000万台にも上っている。一方、コンシューマ向けモバイル環境は現在「Bluetooth」[1]やPHSの自営利用などが、提案もしくは実用化されている。しかし「Bluetooth」は主に10m以下の通信距離で狭い範囲のネットワークであり、PHSの自営利用は1周波数帯あたり4chとチャネル数が少ない。そこで、広範囲かつ大容量でネットワーク構造が容易な新しいコンシューマ向けのモバイル環境が不可欠になると思われる。

我々は、低コスト構造が実現できるコンシューマ向け無線通信ネットワークとしてSS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワークを提案している[2]。図1に、SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワークの概念図、表1に、目標としているセル内通信システムの諸元を示す。基地局間通信は、5GHz帯のOFDM通信を用いて基地局を無線でリンクさせ大容量通信を実現し、基地局の配置などに柔軟性を持たせることができる。セル内通信は、セル半径150m、チャネル数24ch、データレート64kbit/sを目標としており、広範囲、大容量なネットワークを目指している。

セル内通信アップリンクでは、複数の移動局から異なるタイミングで信号が送信されることによるチャネル間干渉と、基地局から移動局の距離差によって受信電力の差が生じ、基地局から遠い希望局の信号が他の基地局に近い干渉局にマスクされてしまう遠近問題が生じる。我々は、近似同期符号[3]を使用することでチャネル間干渉を回避し、直交周波数変位を用いたチャネルを直交させることで、送信電力削減を用いることなく遠近問題を解決している[4]。

SS-CDMAフレキシブルワイヤレスのセル内通信ダウンリンクにおいて、我々はチャップ同期とデータ信号の逆拡散を分離したパケットSS-CDMAシステムを提案している[5]-[7]。ダウンリンクでは、基地局から各移動局に向けて一斉に送信されるため、各チャネルの同期は保たれている。各チャネルの同期が保たれているため、全チャネル共通の同期信号によって拡散信号のチャップ同期が可能となる。ダウンリンクでのパケット送信フレームはプリアンブル部とデータ部で構成される。チャップ同期はそのプリアンブル部の短い拡散符号をマッチトフィルタにより検出し確立する。データ部は回路構成が簡素なインライン相間によりデータの逆拡散を行う。

本報告では、ダウンリンクのチャップ同期確立にデジタルマッチトフィルタ(DMF)を用いて、ダウンリンクパケットSS-CDMA用送受信回路のワンチップ化を実現する。ワンチップ化は携帯端末で必須となる小型化、低消費電力化が期待できる。ベースバンド処理を行うとき、受信信号をキャリア同期検波する際の位相、周波数オフ

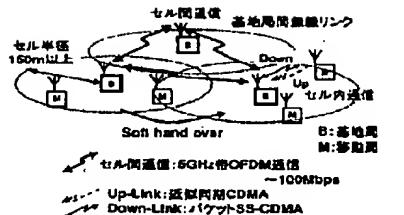


図1: SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク

表1: 目標システム諸元(セル内通信)

多元接続方式	SS-CDMA/ATDD
チャネル数	24ch/cell
セル半径	150m 以上
データレート	64kbit/s/ch
周波数帯	2.4GHz ISM band[8]
帯域幅	20MHz

セット誤差が問題となる。この位相、周波数オフセット誤差をベースバンドで処理する手法を提案する。さらに、パケットSS-CDMAシステム用送受信機をFPGAによる試作を行い、 E_b/N_0 対BERによる評価を行う。実験結果から、位相補償回路を用いることで特性が向上することを示す。

2 ダウンリンクパケットSS-CDMAシステム

従来のCDMA方式では、マッチトフィルタもしくはスライディング相間器によってチャップ同期と逆拡散の両方を行っている。デジタルマッチトフィルタはロングコードを使う場合、高速同期可能だが消費電力が大きくなる。また、スライディング相間器は、消費電力が低いが、長い拡散コードを使うと同期捕捉時間が長くなる。高速なチャップ同期と低消費電力の両方を実現する方法として、我々はパケットSS-CDMAシステムを提案している。図2にパケットSS-CDMAシムデムにおける送信パケット構成を示す。パケットはチャップ同期のための10シンボルのプリアンブル部とデータを送信する511シンボルのデータ部に分かれている。プリアンブル部は、各チャネル共通の11チャップバーカーコードを用いて、パースト送信される。データ部は、64チャップ直交M系列を用いて24ch多重化される。

3 パケットSS-CDMA送信用LSI

11チャップバーカーのDMFを用いた相間操作により、チャップ同期を確立する。DMFは設計、仕様の変更が容易である。また、短い拡散コード11チャップバーカーコードを使うことによって低消費電力、高速化が可能となる。8ビット入力、11チャップDMFの消費電力をSTMicorelectronics 0.25μmのライブリラリを用いて見直らった。クリティカルパスは、8.75nsで消費電力は最高クロック周波数114MHz

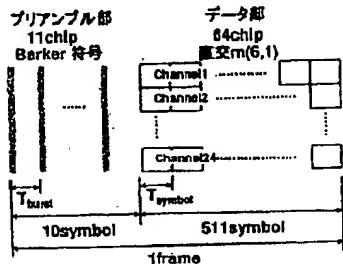


図 2: パケット構成

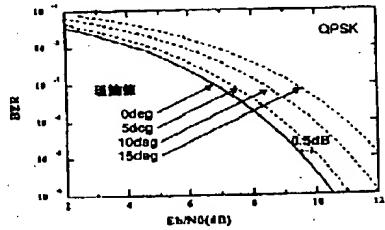


図 3: キャリア位相誤差による BER 特性 (理論値)

で 7.5894mW となった。よって、ダブルサンプリング、L, Q の 2 つの DMF を考えても十分低消費電力化が可能である。

DMF は、ベースバンド帯での処理となるので、受信信号をキャリア同期検波しなければならない。このとき、送受信回路のキャリアの位相、周波数オフセット誤差が問題となる。図 3 にキャリアの位相誤差による BER 特性を示す [9]。図 3 から、0deg で 0.5dB 、10deg で 1.5dB 劣化し、位相誤差が大きくなるにしたがってその特性は劣化する。位相、周波数オフセット誤差をベースバンド帯で処理することで送受信回路のワンチップ化が可能となる。本章では送受信回路キャリア位相誤差を補正する手法を提案する。さらに、この回路を FPGA(Field Programmable Gate Arrays) に実装し、評価を行う。位相補償をした場合と、しない場合の E_b/N_0 対 BER を評価し、位相補償をすることで特性が向上することを示す。

3.1 ベースバンド処理位相補償回路の原理

送受信回路キャリア位相オフセット誤差が存在すると、図 4 のようにベクトルが回転する。パケット構成はチップ同期をとるためのブリアンブル部とデータ部に分かれているので、ブリアンブル部の 11 チップバーカーコードの相関出力から位相誤差を抽出できる。位相誤差を抽出した後、データ部のベクトルを回転させることで位相誤差を補正することができる。

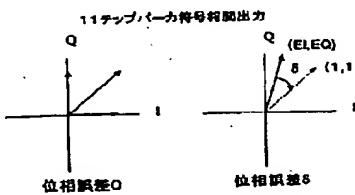


図 4: キャリア位相誤差

ドの相関出力から位相誤差を抽出できる。位相誤差を抽出した後、データ部のベクトルを回転させることで位相誤差を補正することができる。

図 4 のように、位相誤差 δ が存在するとき 11 バーカーコードの相関出力は位相ずれる。位相誤差がない場合の相関出力のベクトルは $(1,1)$ の方向なので、位相誤差 δ を回転させるための回転ベクトルを次のように求めることができる。

位相誤差を含んだ相関出力ベクトルを (E_I, E_Q) とし、このベクトルを $a(1,1)$ (a : 定数) に補正するための回転ベクトルは

$$\begin{pmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{pmatrix}$$

である。よって、次の式が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} a \\ a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_I \\ E_Q \end{pmatrix} \quad (1)$$

よって、回転ベクトルの要素 $\cos \delta, \sin \delta$ は次のように求められる。

$$\cos \delta = \frac{a(E_I + E_Q)}{E_I^2 + E_Q^2} \quad (2)$$

$$\sin \delta = \frac{a(-E_I + E_Q)}{E_I^2 + E_Q^2} \quad (3)$$

変調方式を QPSK としているので、振幅の情報を無視して定数 a を $a = E_I^2 + E_Q^2$ とすると、回転ベクトルの要素は

$$\cos \delta = E_I + E_Q \quad (4)$$

$$\sin \delta = -E_I + E_Q \quad (5)$$

となるので、加算及び減算の簡単な計算で位相誤差の抽出が可能となる。

相関出力の位相誤差を抽出することで、位相誤差を補正するための回転ベクトルが求まり、データ部の位相を補正することができる。式 (4), (5) の値を用いてデータ D_I, D_Q (回転ベクトルを飛算され、

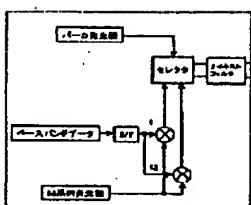


図 5: 送信機

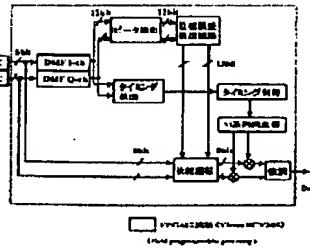


図 6: 受信機

$$\begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D_I \\ D_Q \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$I' = \cos \delta \cdot D_I + \sin \delta \cdot D_Q \quad (7)$$

$$Q' = -\sin \delta \cdot D_I + \cos \delta \cdot D_Q \quad (8)$$

となる。データ (D_I, D_Q) は、位相の補正が行われて (I', Q') となる。

また、10 個のブリアンブル相間出力を抽出し、その変化量から周波数誤差を検出でき、周波数オフセット誤差も補償することができる。このように、ブリアンブル部から位相・周波数誤差を検出することにより、絶対同期検波が可能となる。

3.2 送受信回路

1. 送信機

図 5 に送信機のブロック図を示す。送信機モジュールは、主に 11 チップパーカー符号発生器、64 チップ直交 M 系列符号発生器、データ発生器、ルートロールオフフィルタから構成される。ルートロールオフフィルタにより、パケット信号は帯域制限され、符号干渉が 0 で送信される。フィルタ仕様は、ローラオフ率 0.5、タップ数 15、入力ビット数 8 ビットとした。ベースバンド信号は、10 ビット DA コンバータによってアナログ信号にされる。ブリアンブル部は、全チャネル共通としているので、データ部 1ch の能力に対して 24 倍大きい。その後、中心周波数 2484MHz でベクトル変調され、送信される。

2. 受信機

図 6 に受信機のブロック図を示す。受信機モジュールは、入力ビット 8 ビット 11 チップ DMF、ピーク検出回路、8 ビット 64 チップインライン相関器、位相検出回路、位相回転回路から構成される。図 7 に位相検出回路、図 8 に位相回転回路のブロック図をそれぞれ示す。

入力信号は、同期検波後ベースバンド帯に変換され、8 ビット AD コンバータによってデジタル信号に変換される。デジタル信号はまず DMP に入力さ

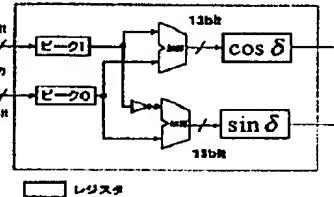


図 7: 位相誤差検出回路

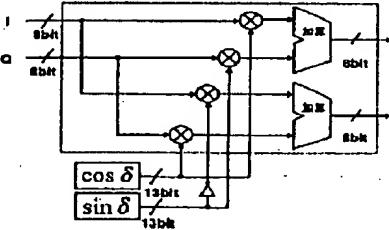


図 8: 位相回転回路

図 11 チップパーカー符号の相関を取る。DMF の相関出力からピークを検出し、データ部の信号にタイミングを合わせて、送信部の直交 M 系列と同じ符号を掛け合わせ、インライン相間を行う。位相検出は、位相検出及び位相回転より行われる。ブリアンブル部 10 チップパーカー符号の相関出力をしきい値判定し、I, Q のピークをレジスタに保持する。レジスタに保持された I, Q のピークの値から、加算、減算回路によって、 $\cos \delta, \sin \delta$ の値が計算されレジスタにその値が保持される。このレジスタ $\cos \delta, \sin \delta$ の値から、位相誤差を回転させるベクトルの値が決まる。位相誤差検出回路によって求められた $\cos \delta, \sin \delta$ の値を用いて、入力信号 D_I, D_Q は計算及び加算回

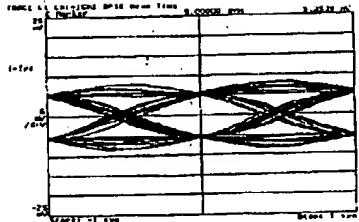


図 9: ロールオффフィルタによるアイバターン

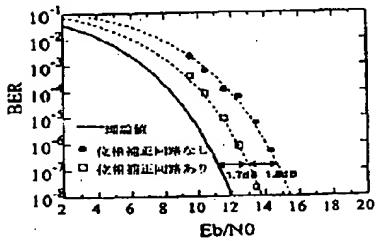


図 10: E_b/N_0 対 BER 特性 (実測)

路によって位相が補正される。

3.3 試作、評価

送受信回路ベースバンド部は、Verilog-HDL を用いて各モジュールを作成した。これを FPGA (Virtex XCV300) に実装した。

今回、送信部では 15 タップ、8 ビットの FIR フィルタを用いてロールオффフィルタによる帯域制限を行った。図 9 にロールオффフィルタによるアイバターンを示す。図 9 から、振幅の変動は見られるが、最適なサンプリングポイントにおいては、符号間干渉は見られない。よって、ロールオффフィルタによる符号間干渉 0 で帯域制限を行うことが可能であることを確認した。

実験は、位相誤差を約 25 degrees とし、位相誤差回路がある場合とない場合で白色雑音下における E_b/N_0 対 BER 特性の測定を行った。図 10 に E_b/N_0 対 BER 特性を示す。位相誤差回路がない場合の特性を ●、ある場合を □ で示す。今回の実験より、位相誤差回路によって 1.8dB の特性の向上が確認できた。よって、位相誤差回路によって特性が向上されることを実証した。まだ、今回の実験では理論値より特性が約 1.7dB の劣化が見られた。今回シングルサンプリングをしているため、ダブルサンプリング以上にすることによってこの劣化を抑えることができる。

4 まとめ

同期接続の際、問題となるキャリア位相誤差を補償する回路を提案した。ダウンリンクパケット SS-CDMA 通信用送受信機のベースバンド処理部を試作し、位相補償回路がない場合とある場合で E_b/N_0 対 BER 特性を評価した。その結果、位相補償回路が E_b/N_0 対 BER 特性を向上させることを実証した。

今後は周波数オフセット誤差補償回路を提案、実験を行い、パケット SS-CDMA 通信用ワンチップモデムとして完成を目指す。

参考文献

- [1] Bluetooth Special Interest Group (SIG), "Specification of the Bluetooth system," ver.1.0B, Dec. 1999.
- [2] K.Tsubouchi and K.Masu, "Wireless multimedia SS-CDMA technology," Proc. Int. Symp. Future of Intellectual Integrated Electron. (ISFILE), Sendai, pp.259-268, March 1999.
- [3] N.Suziro, "Approximately synchronized CDMA system without co-channel interference using pseudo-periodic sequences," Proc. Int. Symp. Personal Commun. (ISPC'93), Nanjing, China, pp.179-184, Oct. 1993.
- [4] S.Kameda, K.Takahashi, T.Kamata, J.S.Cha, H.Nakao, K.Masu and K.Tsubouchi, "Design and Implementation of intracell reverse link using approximately synchronized CDMA," Proc. 11th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC2000), London, UK, pp.256-260, Sept. 2000.
- [5] 坪内和夫, "スペクトル拡散技術," 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, PA-3-6, 1996 年。
- [6] K.Tsubouchi and K.Masu, "Spread spectrum wireless card using 2.4GHz front-end SAW matched filter," Int. Workshop Commercial Radio Sensor and Commun. Technique, Germany, April 1997.
- [7] 元吉克幸, 基一成, 坪内和夫, "2.4GHz 帯フロントエンド SAW マッチドフィルターを用いたパケット SS-CDMA 方式" 信学技報, SST98-47, pp.45-50, 1998 年 12 月。
- [8] 社団法人 電波産業会, "第二世代小電力データ通信システム/ワイヤレス LAN システム," ARIB STD-T66, ver.1.0.
- [9] 齋藤洋一, デジタル無線通信の変復調, 社団法人電気情報通信学会.

複写される方へ

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本復写権センターと包括権許諾契約を締結している企業の従業員以外は、著作権者から複写権等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の版数・複数のよう複写以外の許諾は、直接本会へご連絡下さい。

〒107-0052 東京都港区赤坂9-6-41 乃木坂ビル 学術著作権協会
TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail: kennori@msh.biglobe.ne.jp

アメリカ合衆国における複写については、次に連絡して下さい。

Copyright Clearance Center, Inc.
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA
Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

Except in the USA
Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)
41-6 Akasaka 9-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0052 Japan
TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: kennori@msh.biglobe.ne.jp

In the USA
Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA
Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: <http://www.copyright.com>

電子情報通信学会技術研究報告 信学技報 Vol.100 No.362

2000年10月13日 発行

IEICE Technical Report

©電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information
and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

社団 法人 電子情報通信学会 事務局長 家田 信明

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号

社団 法人 電子情報通信学会 電話 (03) 3433-6691
郵便振替口座00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers,
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg, 5-8, Shibakoen 3 chome, Minato-ku,
TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved
and no part of this publication may be reproduced or transmitted
in any form or by any means, electronic or mechanical, including
photocopy, recording, or any information storage and retrieval system,
without permission in writing from the publisher. Notwithstanding,
instructors are permitted to photocopy isolated articles for
noncommercial classroom use without fee.

出願人履歴情報

識別番号 [000001487]

1. 変更年月日 1990年 8月23日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都文京区白山5丁目35番2号
氏 名 クラリオン株式会社